

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ANALYSE DE LA QUALITÉ DE L'ONDE D'UNE UNITÉ DE PRODUCTION
DÉCENTRALISÉE RACCORDÉE AU RÉSEAU DÉSÉQUILIBRÉ

YAZDAN SHABANI
DÉPARTEMENT DE GÉNIE ÉLECTRIQUE
ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

MÉMOIRE PRÉSENTÉ EN VUE DE L'OBTENTION
DU DIPLÔME DE MAÎTRISE ÈS SCIENCES APPLIQUÉES
(GÉNIE ÉLECTRIQUE)
AOÛT 2018

UNIVERSITÉ DE MONTRÉAL

ÉCOLE POLYTECHNIQUE DE MONTRÉAL

Ce mémoire intitulé :

ANALYSE DE LA QUALITÉ DE L'ONDE D'UNE UNITÉ DE PRODUCTION
DÉCENTRALISÉE RACCORDÉE AU RÉSEAU DÉSÉQUILIBRÉ

présenté par : SHABANI Yazdan

en vue de l'obtention du diplôme de : Maîtrise ès sciences appliquées

a été dûment accepté par le jury d'examen constitué de :

M. KOCAR Ilhan, Ph. D., président

M. KARIMI Houshang, Ph. D., membre et directeur de recherche

M. SHESHYEKANI Keyhan, Ph. D., membre et codirecteur de recherche

M. SAAD Omar, M. Sc. A., membre

DÉDICACE

*À mon frère Javad, à mes parents
et à ma charmante épouse, Sahar...*

REMERCIEMENTS

Je tiens à exprimer, dans un premier temps, ma profonde gratitude à mon directeur de recherche le professeur Houshang Karimi pour son suivi et pour son énorme soutien. Celui qui m'a toujours encouragé et sans qui, ce mémoire n'aurait jamais vu le jour. Sa propre façon d'analyser les problèmes scientifiques me sera à jamais un guide dans les futurs travaux de recherche. Je suis fier maintenant de l'avoir eu comme directeur de recherche et dorénavant un véritable ami en cet homme.

J'aurais voulu également remercier chaleureusement mon codirecteur de recherche le professeur Keyhan Shehyekani. Il m'a encouragé à entreprendre et à mener à terme ce mémoire de maîtrise. Ses conseils et recommandations pendant ce travail de recherche m'ont énormément aidé à maîtriser le stress que j'ai eu à cause d'avoir mis le pas dans un domaine qui m'a été peu connu.

De même, j'aurais voulu remercier profondément M. Maurice Brisson de BBA qui m'a octroyé sa prestigieuse bourse. Une bourse qui m'a non seulement encouragé mais qui a également financé mes études à la dernière année de ma maîtrise. Je voudrais remercier de tout mon cœur le professeur Frédéric Sirois qui m'a encouragé et soutenu dans mon parcours pour l'obtention de cette bourse.

J'avais envie d'adresser mes sincères remerciements à ceux dont l'encouragement et l'appui ont contribué à l'élaboration de mon mémoire et parmi eux, un gros merci à Nader Behnia dont les conseils sont toujours si précieux pour moi et également un merci tout particulier à Saman Dérakhshan, un ami avec qui j'ai commencé mon parcours d'immigration au Canada en 2010 et depuis il est un vrai soutien dans les moments difficiles.

J'étends aussi ma reconnaissance à ma famille, mon père Asad et ma mère Farangis pour leurs encouragements et leur support moral. Les mots sont incapables de décrire à quel point je suis fier d'avoir un frère comme Javad. Ses appuis et encouragements ne se limitent pas à ces années d'étude. Il a été et est toujours un modèle pour moi.

Je tiens à exprimer ma profonde reconnaissance à ma conjointe, Sahar, pour son amour, sa présence, ses encouragements et son caractère unique. Durant la réalisation de ce mémoire, particulièrement la dernière année, qui était remplie des moments assez difficiles pour moi, je me suis bien senti épaulé. Sahar, merci pour les bons moments que nous avons passé ensemble.

RÉSUMÉ

De nos jours, l'énergie électrique générée dans les centrales est transportée par de longues lignes de transmission qui ne sont pas parfaitement transposées, d'autre part, la pénétration des charges monophasées est en croissance, tout cela, en plus de plusieurs autres facteurs, rendent la tension dans les réseaux de distribution, déséquilibrée. En réalité, ce déséquilibre de tension entraîne plusieurs défis dans les réseaux électriques modernes qui hébergent la forte pénétration des unités de production décentralisée. Les unités de production décentralisée sont généralement raccordées aux réseaux par un dispositif d'électronique de puissance, principalement un convertisseur VSC. Le déséquilibre de tension du réseau, d'un côté, fait onduler la tension à la barre DC du convertisseur VSC et puis de l'autre, fait injecter des harmoniques du bas rang en plus des harmoniques à haute fréquence dues à la commutation du convertisseur de puissance. Les harmoniques détériorent la qualité de l'onde et ainsi de suite, engendrent les pertes dans le réseau et des équipements. Cette augmentation des pertes se traduit par la croissance des coûts de maintenance des réseaux électriques. En outre, la présence des harmoniques dans le réseau influe sur la performance du système de protection et aussi peut provoquer la dégradation des isolations des équipements du réseau tels que les transformateurs, les disjoncteurs et etc. Donc, le niveau d'émission d'harmoniques doit respecter les exigences du fournisseur de l'énergie. Donc l'élimination ou la mitigation des harmoniques contribue à améliorer considérablement la qualité de l'onde dans les réseaux électriques.

Dans ce mémoire, en premier lieu, une étude analytique et compréhensive de la qualité de puissance dans les réseaux électrique hébergeant des unités de production décentralisée sera effectuée. Le but principal de cette étude est de bien déterminer d'où viennent l'ondulation du côté DC et les harmoniques du côté AC du convertisseur VSC de l'unité de production décentralisée. Puis les conditions d'élimination d'ondulations et d'harmoniques seront déduites. Ainsi, l'étude va révéler les limites des méthodes proposées à ce jour dans la littérature. En réalité, le système de commande du convertisseur de puissance peut, lui-même, devenir la source des ondulations et des harmoniques injectés au réseau. Par conséquent, dans ce mémoire, le convertisseur VSC des unités de production décentralisée sera contrôlé de telle façon que les courants du côté AC du convertisseur aient le moindre harmonique. Du coup, le taux de distorsion d'harmonique (THD) diminue notablement. Dans le but de concevoir un système de commande capable d'éliminer ou mitiger les harmoniques ainsi que les ondulations, le modèle dynamique de l'unité de production décentralisée sera élaboré. Puis le système de commande sera conçu tout en respectant les conditions découlées de l'étude analytique des

harmoniques ayant déjà effectuée. Ensuite, à l'aide du logiciel EMTP-RV la performance du contrôleur conçu sera évaluée par l'imposition des pires conditions de déséquilibre du réseau. Les résultats des simulations dans EMTP-RV conforment aux ceux de l'étude analytique des harmoniques. Donc, l'unité de production décentralisée fournit la puissance au réseau avec la moindre dégradation de la qualité de l'onde lorsque le réseau est déséquilibré. Au contraire de plusieurs méthodes dans la littérature, aucun dispositif supplémentaire n'est ajouté au système de commande proposé. En plus, la taille et la valeur du condensateur du côté DC du convertisseur VSC seront réduites, et ainsi l'ondulation de tension aux bornes de ce condensateur due au déséquilibre du réseau, sera minimisée, ce qui mène à accroître la durée de vie du condensateur.

ABSTRACT

The electric power generated in the power plants is transported by long transmission lines that are not perfectly transposed. On the other hand, the penetration of non-linear loads is growing, all this, in addition to several other factors, makes the voltage in distribution grids unbalanced. In reality, this voltage imbalance brings several challenges in the electrical networks. The decentralized generation units are generally connected to the distribution networks whose voltage is unbalanced, inject non-characteristic harmonics in addition to the high frequency harmonics due to the commutation of the power converter. These harmonics degrade the quality of power injected into the grid by the decentralized generation unit and so on, the loss in the network and equipment will be significantly increased. This increase in losses is reflected in the growth of electrical network maintenance costs. The presence of harmonics in the network influences the performance of the protection system and can also cause degradation of the insulation of network equipment such as transformers, circuit breakers and so on. Therefore, the level of harmonic emission must meet the requirements of the energy supplier. On the other hand, the elimination or mitigation of harmonics significantly improves power quality in power grids. In this thesis, in order to achieve this objective, at first, an analytical and comprehensive study of the power quality in the decentralized production units will be carried out in order to determine where these harmonics come from. Then the harmonic elimination conditions will be deduced using the results of this study, which will lead to reveal the disadvantages of the methods proposed in the literature. In reality, the control system of the power converter can, itself, become the source of the harmonics injected into the network. Therefore, in this thesis, the power converter of the decentralized production units will be controlled so that the currents of the AC side of the converter have the least harmonic. As a result, the harmonic distortion rate (THD) decreases significantly. In order to design a control system being able to eliminate or mitigate the harmonics, the dynamic model of the decentralized production unit will be elaborated and then the control system will be conceived while respecting the conditions resulting from the analytical study. harmonics that have already performed. Then, using the EMTP-RV software the performance of the designed controller will be challenged by the imposition of the worst network imbalance conditions. The results of simulations in EMTP-RV conform to those of the analytical study of harmonics. So, the decentralized power plant provides the power to the network without the degradation of the power quality when the network is unbalanced. No additional devices are added to the system. In addition, the size and the value of the DC side capacitor of the power converter will be reduced, and thus the voltage ripple at the

terminals of this capacitor due to the imbalance of the network, will be suppressed, which leads to increase the duration of the capacitor life.

TABLE DES MATIÈRES

DÉDICACE	iii
REMERCIEMENTS	iv
RÉSUMÉ	v
ABSTRACT	vii
TABLE DES MATIÈRES	ix
LISTE DES TABLEAUX	xi
LISTE DES FIGURES	xii
LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS	xiv
LISTE DES ANNEXES	xv
CHAPITRE 1 INTRODUCTION	1
1.1 Mise en contexte	1
1.2 Problématique	2
1.3 Objectifs	3
1.4 Méthodologie	3
1.5 Contribution	3
1.6 Structure du mémoire	4
CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE	5
2.1 Introduction	5
2.1.1 Harmoniques et leurs effets néfastes	6
2.1.2 Amélioration de la qualité de l'onde d'une unité DG connectée au réseau déséquilibré	7
2.1.3 Puissance dans une unité DG	8
2.1.4 Amélioration de la qualité de l'onde et les méthodes proposées	9
CHAPITRE 3 ANALYSE DE LA QUALITÉ DE L'ONDE D'UNE UNITÉ DG CONNECTÉE AU RÉSEAU	13

3.1	Représentations d'un signal triphasé dans les repères abc , $\alpha\beta$ et dq	13
3.1.1	Composantes symétriques d'un signal triphasé	13
3.1.2	Transformée de Clarke et repère $\alpha\beta 0$	14
3.1.3	Transformée de Park et repère dq	16
3.2	Analyse de la puissance d'un système triphasé	19
3.3	Analyse de la qualité de l'onde dans une unité DG raccordée au réseau dés- équilibré	21
3.3.1	Analyse du côté DC	21
3.3.2	Analyse du côté AC	23
3.4	Effet du côté DC sur le côté AC	26
3.5	Puissance réelle/imaginaire instantanée dans un système triphasé à 3-fil étant pollué par harmoniques	28
3.5.1	Conditions nécessaires pour éliminer les composantes à double-fréquence de $P(t)$	30
3.5.2	Conditions nécessaires pour éliminer les composantes résultant des har- moniques de $Q(t)$	32
CHAPITRE 4 AMÉLIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE À L'AIDE DU SYS- TÈME DE COMMANDE		40
4.1	Introduction	40
4.2	Analyse du système en boucle ouverte	40
4.2.1	Propriétés du modèle linéaire du système	41
4.3	Conception du système de commande	42
4.3.1	Système de commande proposé	42
4.4	Résultats de simulation	45
4.5	Résumé	48
CHAPITRE 5 CONCLUSION		52
5.1	Améliorations futures	53
RÉFÉRENCES		54
ANNEXES		59

LISTE DES TABLEAUX

Tableau 3.1	Paramètres du système d'étude de la Figure 3.4	26
Tableau 3.2	L'analyse spectrale par FFT des courants du côté AC du VSC lorsque les signaux de commande sont normalisés par $(\frac{V_{dc}^*}{2})$	28
Tableau 3.3	L'analyse spectrale par FFT des courants du côté AC du VSC lorsque les signaux de commande sont normalisés par $\frac{V_{dc}}{2}$	29
Tableau 4.1	Paramètres du système d'étude de la Figure 3.4	42
Tableau 4.2	L'analyse spectrale par FFT des courants AC du VSC illustrés à la figure 3.4	47

LISTE DES FIGURES

Figure 2.1	Unité DG connectée au réseau déséquilibré	6
Figure 2.2	Puissance dans une unité DG	8
Figure 3.1	Représentation graphique d'un signal triphasé dans le repère $\alpha\beta 0$. .	16
Figure 3.2	Représentation graphique d'un signal triphasé sans composante homopolaire dans le plan $\alpha\beta$	17
Figure 3.3	Un système triphasé déséquilibré à 3-fil	19
Figure 3.4	Unité DG connectée au réseau déséquilibré	22
Figure 3.5	Résultats des simulations du système de la figure 3.4 en boucle ouverte : (a) composantes des séquences directe et inverse des tensions du réseau, (b) tension à la barre DC, (c) Tensions à la sortie du convertisseur dans le repère dq , (d) courants du côté AC du convertisseur VSC	35
Figure 3.6	Analyse spectrale par FFT des courants du convertisseur VSC dans le repère dq , i_{td} et i_{tq}	36
Figure 3.7	L'analyse spectrale des courants du côté AC du convertisseur VSC, i_{ta}, i_{tb}, i_{tc}	36
Figure 3.8	Une phase du convertisseur VSC	37
Figure 3.9	La stratégie de la modulation PWM lorsque le signal de commande est normalisé par (V_{dc}^*)	37
Figure 3.10	La stratégie de la modulation PWM lorsque le signal de commande est normalisé par (V_{dc})	37
Figure 3.11	Résultats des simulations lorsque les signaux de commande sont nor- malisées par $\frac{V_{dc}^*}{2}$: (a) tension aux bornes du condensateur DC, (b) signaux de commande, (c) tensions normalisées dans le convertisseur VSC, et (d) courants alternatifs à sortie du convertisseur VSC	38
Figure 3.12	Résultats des simulations EMTP-RV lorsque les signaux de commande sont normalisées par $\frac{V_{dc}}{2}$: (a) tension aux bornes du condensateur DC, (b) signaux de commande, (c) tensions normalisées dans le convertis- seur VSC, et (d) courants alternatifs à la sortie du convertisseur VSC	39
Figure 4.1	Schéma-bloc du système de commande en multi-boucles	43
Figure 4.2	Conception de la boucle de courants, (gauche) lieu des racines, (droite) diagramme de Bode	44
Figure 4.3	Conception de la boucle de tension à la barre DC, (gauche) lieu des racines, (droite) diagramme de Bode	46

Figure 4.4	Structure du système de commande en multi-boucles	47
Figure 4.5	Résultats des simulations en régime transitoire avant le déséquilibre du réseau : (a) la tension aux bornes du condensateur DC, (V_{dc}), (b) les courants du convertisseur VSC dans le repère dq , ($i_{t,dq}$), (c) les tensions du convertisseur VSC dans le repère dq , ($v_{t,dq}$), (d) les puissances réelle et imaginaire à la sortie du convertisseur VSC, $P(t)$ et $Q(t)$	49
Figure 4.6	Résultats des simulations en régime permanent avant et après le déséquilibre du réseau : (a) les tensions du réseau ($V_{s,abc}$), (b) les séquences directe et inverse de la tension du réseau (V_{pn}), (c) la tension aux bornes du condensateur DC (V_{dc}), (d) les courants du convertisseur VSC ($I_{t,abc}$)	50
Figure 4.7	Analyse spectrale de la tension aux bornes du condensateur DC lors du déséquilibre de 40 %	51

LISTE DES SIGLES ET ABRÉVIATIONS

VSC	Voltage-sourced Control
DG	Distributed Generation
AC	Alternatif Current
DC	Direct Current
THD	Total Harmonic Distortion
PD	Production Décentralisée
HQ	Hydro-Québec
IEEE	Institute of Electrical and Electronics Engineers
PCC	Point of Common Coupling
PLL	Phased Locked Loop
UTSP	Unified Three-phase Signal Processor
LTI	Linear Time-Invariant
PWM	Pulse Width Modulation
LPF	Low Pass Filter
FFT	Fast Fourier Transform

LISTE DES ANNEXES

Annexe A	Les relations trigonométriques	59
----------	--	----

CHAPITRE 1 INTRODUCTION

1.1 Mise en contexte

L'époque actuelle est marquée par la croissance d'émission des gaz à effet de serre. D'autre part, la population mondiale ne cesse d'augmenter et les pays en voie de développement envisagent de se faire industrialiser. En d'autres termes, le besoin en énergie est devenu de plus en plus important tandis que les ressources conventionnelles (traditionnelles) de l'énergie comme le charbonne, combustibles fossiles et etc. sont des ressources limitées. D'autre part, ces ressources sont polluantes et d'un autre côté, elles ne sont plus fiables en raison de leur prix croissants et des problèmes concernant les changements climatiques [1]. À l'heure actuelle, l'énergie électrique, étant l'un des facteurs remarquable pour le développement durable, fait face à plusieurs défis. L'épuisement des ressources fossiles, la sécheresse qui sévit en ce moment dans plusieurs pays influencent la production de l'énergie électrique et d'un autre côté cette production, parfois polluante et critiquée, est en contradiction avec cette énergie étant considérée traditionnellement propre.

Les ressources naturelles de l'énergie comme le soleil, le vent et etc. sont des bons alternatives pour les ressources conventionnelles de la production de l'énergie électrique. En fait, ces ressources qui sont connues dans le monde sous le nom des énergies renouvelables sont propres et elles sont considérées comme des sources de l'énergie qui ne s'épuisent pas. D'habitude, dans les réseaux électriques, ces sources sont connectées au réseau de distribution par un interface connu sous le nom de l'unité de production décentralisée (PD) [2]. Une unité de PD pourrait se raccorder au réseau soit par un dispositif d'électronique de puissance ou directement par une machine tournante ou dans bien des cas, par une combinaison des deux. Dans ce mémoire, on se concentrera sur celles étant connectées au réseau triphasé par l'intermédiaire d'électronique de puissance, plus précisément, les convertisseurs triphasés VSC (*voltage-sourced converter*).

Par contre, l'utilisation des convertisseurs VSC provoque certains problèmes concernant la qualité de l'onde fournie par la PD. Dans le fond, due à la nature non-linéaire et la commutation des convertisseurs, il y a des harmoniques qui apparaissent sur les courants du côté AC (Alternatif Current). La qualité de l'onde devient un problème majeur lorsque le réseau électrique auquel l'unité de PD est connecté, est déséquilibré. Selon les normes IEEE, le déséquilibre de tension d'un réseau électrique triphasé doit être moins de 3 % [3]. Ce pourcentage du déséquilibre de tension dans les réseaux de distribution de Hydro-Québec est presque

2% [4]. Ce problème est même pire (voire jusqu'à 5 %) dans certains pays comme Taïwan. Des unités de PD sont confrontées à des défis pratiques lorsqu'elles sont connectées au réseau déséquilibré. Dans ce cas-ci, l'étude des unités de PD démontre qu'il y aura des harmoniques de nature non-caractéristique, c'est-à-dire les harmoniques à basse fréquence et déséquilibrés, en plus des harmoniques de commutation à haute fréquence [5], [6]. L'ondulation à double fréquence de tension aux bornes du condensateur DC (Direct Current) due au déséquilibre du réseau de distribution est bel et bien connue dans la littérature dont [6], [5], [7]. Cependant une étude analytique plus profonde sur les sources de l'ondulation sera effectuée au troisième chapitre. Les recherches menées dans la littérature aux fins d'éliminer cette ondulation en question ont laissé croire que cette tension ondulée est la source principale des harmoniques non-caractéristiques injectés au côté AC. Bien que cette ondulation réduit la durée de vie du condensateur DC et cause d'autres problèmes de qualité de l'onde, cependant ce n'est pas en réalité la vraie cause d'apparition des harmoniques non-caractéristiques, ce qui est démontré dans ce mémoire. Malgré que les auteurs de [6] ont fait remarquer que le système de commande de convertisseur mène inévitablement à l'injection des harmoniques non-caractéristiques mais on prouvera qu'un système de commande bien conçu sera en mesure d'éliminer simultanément l'ondulation de tension DC et les harmoniques non-caractéristiques sur le côté AC.

Du seul fait que ces harmoniques ont la composante de la séquence directe de 3^e rang, ils ne sont pas piégés par un transformateur dont la connexion est en triangle [6]. Par conséquent, il faut les éliminer ou mitiger afin d'améliorer la qualité de l'onde injectée au réseau par l'unité PD.

Dans ce mémoire, un système de commande robuste à haute performance sera conçu de façon que l'ondulation de tension DC et les harmoniques particulièrement non-caractéristiques soient réduits de façon significative.

1.2 Problématique

Ce mémoire apporte une contribution à la résolution de la problématique de la qualité de l'onde des unités de production décentralisée lorsqu'il y a du déséquilibre de tension au point de raccordement au réseau de distribution. Ce déséquilibre de tension entraîne un mauvais fonctionnement du système de commande du VSC et par la suite la tension aux bornes du condensateur DC sera ondulée. D'ailleurs, les harmoniques non-caractéristiques se créent par le système de commande dont la performance a été perturbée par le déséquilibre du réseau.

1.3 Objectifs

L'objectif principal de ce mémoire est de mitiger les harmoniques non-caractéristiques des courants du côté AC du convertisseur VSC de l'unité PD connectée au réseau fortement déséquilibré et ainsi de suite, améliorer la qualité de l'onde tout en ayant une tension constante et sans ondulation aux bornes du condensateur DC. Pour ce faire, en premier lieu, une étude de l'analyse d'harmonique sera effectuée et ensuite, par la voie d'un système de commande étant robuste et structurellement simple, les courants coté AC ne seront plus déformés donc le taux de distorsion d'harmonique (THD :Total Harmonic Distorsion) sera réduit de façon significative.

1.4 Méthodologie

Dans le but d'atténuer les harmoniques non-caractéristiques, en premier lieu, une étude d'harmonique sera effectuée dans une unité PD connectée au réseau déséquilibré et les conditions d'élimination des harmoniques seront également étudiées et ce, afin de bien analyser les effets du déséquilibre de tension. Cette analyse permet de mieux concevoir le système de commande utilisé pour contrôler le convertisseur VSC de telle façon qu'il génère des courants alternatifs avec la moindre pollution d'harmonique. Deuxièmement, un modèle mathématique précis de l'unité PD sera élaborée. À partir du modèle obtenu, on démontrera qu'un réseau déséquilibré impose l'ondulation à double-fréquence du système aux bornes du condensateur coté DC. En fait, à cause de déséquilibre, la puissance réelle instantanée d'un système triphasé devient oscillatoire, ce qui mène à l'ondulation de tension coté DC. L'étape suivante est de déterminer les conditions dans lesquelles la puissance réelle instantanée devient constante et par conséquent, l'ondulation de tension du condensateur DC s'élimine. Puis un système de commande sera conçu dans le but de satisfaire aux conditions requises. De plus, à l'effet d'annuler les harmoniques non-caractéristiques, certaines contraintes exigées seront d'abord déterminées et puis appliquées à la structure du contrôleur. À la fin, le logiciel EMTP-RV sera utilisé pour simuler le système et mettre en question le contrôleur conçu pour vérifier sa performance.

1.5 Contribution

Les contributions principales de ce mémoire sont les suivantes :

- (a) Une analyse compréhensive de la qualité de l'onde pour une unité PD à interface électronique, raccordée au réseau déséquilibré s'effectue. Le réseau déséquilibré diminue la

qualité de l'onde en injectant les harmoniques non-caractéristiques et en rendant la tension ondulée sur le côté DC du convertisseur VSC. En effet, l'étude effectuée nous révèle les directives indispensables afin de régler le problème de la qualité de l'onde de façon impeccable.

- (b) Une étude analytique révèle les inconvénients des méthodes de commande utilisées dans la littérature et démontre que le système de commande, s'il est mal conçu, pourrait être la source des harmoniques. Cette étude nous mène à une meilleure conception du contrôleur du convertisseur VSC.
- (c) Un système de commande est conçu selon les directives obtenues par l'analyse de la qualité de l'onde. Ce système de commande se distingue par son excellente performance, sa robustesse et sa simplicité structurelle. Le contrôleur proposé est en mesure de maintenir la haute qualité de l'onde même lors du fort déséquilibre du réseau (un défaut biphasé).

1.6 Structure du mémoire

Ce mémoire comporte cinq chapitres. Le premier chapitre aborde la définition du problème et les démarches à suivre afin de résoudre le problème. La revue de littérature sera discutée au deuxième chapitre. Le troisième chapitre porte sur la modélisation d'une unité PD à interface électronique et l'analyse de la qualité de l'onde dans ce système étant connectée au réseau déséquilibré. Ensuite, la conception du système de commande sera effectuée et les résultats des simulations seront discutés au quatrième chapitre, et finalement la conclusion et les perspectives d'avenir se trouvent au dernier chapitre.

Remarque : puisque le terme Distributed Generation est bien connu dans les revues scientifiques, donc, dans ce mémoire, l'abréviation de ce terme c'est-à-dire DG sera utilisée à la place de la production décentralisée (PD).

CHAPITRE 2 REVUE DE LITTÉRATURE

2.1 Introduction

Dans l'étude des unités DG (Distributed Generation), on assume que le réseau électrique, auquel l'unité DG est connectée, est équilibré. Dans ce sens, la tension au point de raccordement de l'unité DG au réseau, appelé PCC (Point of Common Coupling), est équilibrée. C'est-à-dire les 3 phases ont les mêmes magnitudes et elles sont décalées de 120 degré. Mais en réalité, la tension au PCC n'est pas équilibrée. En général, le déséquilibre de tension d'un réseau électrique triphasé est moins de 3 % [3]. Pourtant, pour ce déséquilibre il y a une limite de 2% selon les normes IEEE [8], [9]. À titre d'exemple, au Québec, le déséquilibre de tension dans les réseaux de distribution de HQ (Hydre-Québec) est presque 2% [4]. D'habitude, dans un réseau de distribution la transposition se fait rarement [10] et étant donné que les lignes de transmission (haute tension) ne sont pas parfaitement transposées et aussi du fait que les charges monophasées ne sont pas uniformément distribuées sur les lignes aériennes et elles sont en variation d'une heure à l'autre, la tension des réseaux de distribution n'est pas équilibrée. [11]. Ce déséquilibre pourrait être causé par le creux temporaire de tension à la suite d'un défaut asymétrique [12]. Le déséquilibre de tension est la perturbation la plus fréquente dans les réseaux de distribution [13]. Ce déséquilibre, qui peut durer en régime permanent [14], a plusieurs impacts sur les différentes composantes du réseau et influence le fonctionnement des équipements du réseau tels que les moteurs asynchrones, les convertisseurs de puissance et etc, c'est alors que l'unité DG doit alimenter les charges non-linéaires et déséquilibrées tout en fournissant les tensions et courants à la charge sans nuire à la qualité de l'onde [15], [16], [17]. La performance des convertisseurs de puissances est affectée lors du déséquilibre de tension [18], [19]. Dans les unités DG afin de mesurer la fréquence et la phase (de la tension ou du courant), on utilise la PLL (Phase Locked Loop) [20]. Cette unité de mesure, sous les conditions de déséquilibre, n'est plus apte à maintenir la précision et du coup, la performance, la qualité de l'onde et même la stabilité du système pourront être réduites [21]. Cependant les auteurs de [22] ont proposé l'UTSP (Unified Three-phase Signal Processor) qui fonctionne précisément en présence du déséquilibre de tension. D'autre part, la durée de vie du condensateur du côté DC se détériore [14], [12]. Dans ce mémoire, on s'intéresse plutôt aux impacts de cette perturbation ou en d'autres termes du déséquilibre de tension au PCC sur l'unité DG ou plus précisément sur la qualité de l'onde. La figure 2.1 illustre une unité DG raccordée à un réseau de distribution.

Les convertisseurs de puissance sont largement utilisés dans les unités DG en tant qu'in-

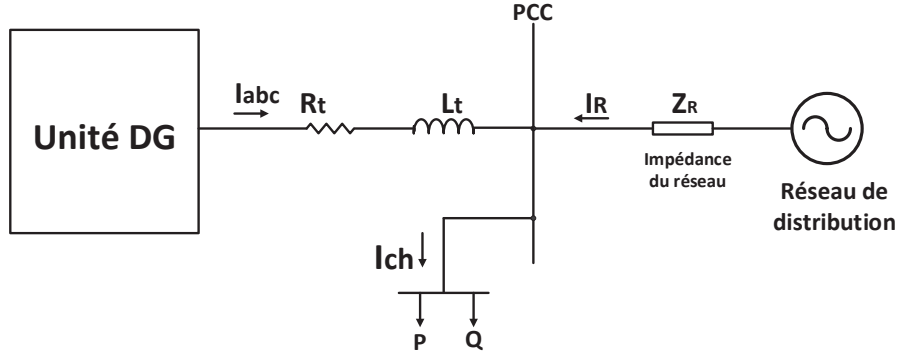


Figure 2.1 Unité DG connectée au réseau déséquilibré

terface et ils sont des sources d'harmoniques à haute fréquence (caractéristiques) [23] et ce même lorsque la tension du réseau est équilibré. Le réseau étant déséquilibré en plus des harmoniques caractéristiques, fait que le convertisseur génère des harmoniques qu'on appelle non-caractéristiques. En effet, ces harmoniques (non-caractéristiques) ne sont pas présents ni dans la tension ni dans le courant si le réseau est équilibré. Ils ont la séquence inverse à fréquence fondamentale et la composante de la séquence directe d'harmonique de 3^e rang. On peut éliminer tout simplement les harmoniques caractéristiques de 3^e rang par un transformateur dont les enroulements sont connectés en delta mais par contre les harmoniques non-caractéristiques de séquence directe de 3^e rang ne sont pas piégés par ce transformateur [6]. Ces harmoniques n'ont qu'une symétrie demi-onde [24]. Dans la littérature, il y a plusieurs définitions pour les harmoniques non-caractéristiques mais, dans ce mémoire, les harmoniques étant déséquilibrés et qui n'ont pas une séquence précise, se définissent comme les harmoniques non-caractéristiques. L'étude de littérature nous montre qu'il y a plusieurs méthodes pour mitiger ces harmoniques dans une unité DG. Ces méthodes seront abordées dans les prochaines sections. Mais avant de présenter ces méthodes, il vaut mieux d'étudier brièvement les effets des harmoniques sur le réseau.

2.1.1 Harmoniques et leurs effets néfastes

De nos jours, l'utilisation des équipements non-linéaires est en croissance. Ces appareils injectent des harmoniques au réseau [25]. Les tensions et courants pollués par les harmoniques peuvent causer des problèmes de la qualité de l'onde et ces courants vont échauffer les appareils et équipements des réseaux électriques. En raison de présence des harmoniques sur les courants ou les tensions, les appareils de mesure ne seront plus capable de mesurer précisément les courants, ce qui pourrait entraîner un mauvais fonctionnement des relais de

protection [26]. Les harmoniques de tension vont nuire aux isolations et d'un autre côté ceux de courant font échauffer des câbles de puissance [27] à tel point que plusieurs cas de défaillance sont signalés durant les dernières années [28]. De même, en raison des courants portant des harmoniques, la perte dans les réseaux électriques sera plus élevée [29]. Par exemple, les courants de Foucault dans le noyau d'un transformateur seront plus élevés à cause des harmoniques de tension et une partie des pertes de cuivre sera une conséquence des harmoniques de courant [25]. Comme mentionné ci-dessus, ces harmoniques de tensions au PCC influencent le fonctionnement de la PLL et par la suite, l'angle de phase calculé par la PLL sera ondulée [30]. En outre des effets mentionnés, chaque fournisseur d'énergie a ses propres limites pour les niveaux d'émission d'harmoniques par ses clients. Donc, le contrôleur d'une unité DG doit être conçu de telle façon que l'unité soit capable de fournir la puissance électrique sans harmonique et ce, sans ajouter aucun équipement supplémentaire. Tout cela fait en sorte que l'étude des harmoniques soit considérée comme une phase majeure dans la conception des unités DG et des réseaux électriques [31].

2.1.2 Amélioration de la qualité de l'onde d'une unité DG connectée au réseau déséquilibré

On parle beaucoup en ce moment des méthodes par lesquelles on serait en mesure d'éliminer ou au moins mitiger les harmoniques afin d'accroître la qualité de l'onde de l'unité DG qui aboutira à améliorer la qualité de l'onde du réseau de distribution auquel l'unité DG est connectée.

Les harmoniques non-caractéristiques étant présents sur les ondes des courants et des tensions s'atténuent de 3 façons [12] :

1. Contrôle de puissance constante

Cette approche vise à obtenir une puissance instantanée triphasée qui soit constante [12]. Mais, de toute façon on aura le courant de séquence inverse sur le côté AC [12], [32].

2. Contrôle de courant continu

Dans ce cas, la tension aux bornes du condensateur du côté DC sera ondulée quand il y aura le déséquilibre de tension au PCC et par conséquent, les harmoniques de bas rangs sur le condensateur du côté DC particulièrement ceux de deuxième rang seront présents [12], [5], [6], [33].

3. Un compromis des 2 façons précédentes

2.1.3 Puissance dans une unité DG

Selon la littérature, la puissance entrant à l'unité DG est presque constante c'est-à-dire elle est sans ondulation. Par conséquent, la tension sur le condensateur sera constante (DC) au cas où le réseau est équilibré. Par contre, comme mentionné ci-dessus, cette tension sera ondulée lorsque la tension au PCC est déséquilibrée. C'est alors que l'on envisage toujours d'avoir une tension constante (DC) aux bornes du condensateur et le convertisseur VSC sera contrôlé afin d'atteindre ce but [34]. Pour analyser plus précisément l'effet du déséquilibre de tension, on propose d'étudier les puissances instantanées réelles et imaginaires sur les deux côtés du convertisseur VSC. La figure 2.2 montre l'équilibre de puissance dans une unité DG. La puissance instantanée réelle est composée de deux parties [6], [5] :

$$P_t = \bar{P} + \tilde{p} \quad (2.1)$$

et de même pour la puissance instantanée imaginaire :

$$Q_t = \bar{Q} + \tilde{q} \quad (2.2)$$

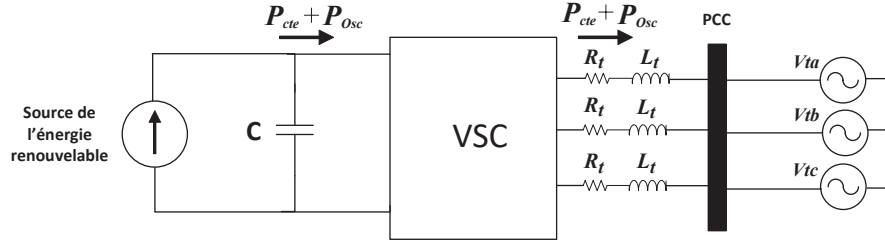


Figure 2.2 Puissance dans une unité DG

Dans les équations (2.1) et (2.2) \bar{P} et \bar{Q} sont des parties constantes et \tilde{p} et \tilde{q} sont des parties oscillatoires.

La partie oscillatoire de P_t c'est-à-dire \tilde{p} dont la fréquence est de 2ω [7], [35], [36], [37] cause l'ondulation de la tension sur le côté DC du convertisseur VSC et augmente la puissance imaginaire [5]. Mais, \tilde{q} n'a aucun effet sur le côté DC du convertisseur VSC [5].

Les auteurs de [22] ont élaboré une relation pour :

$$\sigma = \frac{V_n}{V_p} \quad (2.3)$$

où V_n est la magnitude de tension de séquence inverse et V_p est la magnitude de tension de

séquence directe. σ se définit comme le facteur du déséquilibre de tension.

La puissance instantanée réelle se définit comme suit [6], [5] :

$$\tilde{p} = -V_n I_p \cos(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{In}) \quad (2.4)$$

Il est à noter que les notions des puissances instantanées seront abordées en détails au prochain chapitre. Donc, on peut conclure en disant que \tilde{p} a une relation directe avec le facteur du déséquilibre de tension et cette puissance oscillatoire fait que la tension aux bornes du condensateur soit ondulée.

Dans la littérature, en vue d'éliminer les harmoniques du côté AC, certains ont choisi de contrôler le convertisseur VSC afin d'atteindre cet objectif tandis que d'autres ont opté pour ajouter des éléments ou dispositifs supplémentaires à l'unité DG.

2.1.4 Amélioration de la qualité de l'onde et les méthodes proposées

Valeur du condensateur du côté DC : L'une des méthodes proposées dans le but d'avoir des puissances constantes sur les deux côtés du convertisseur VSC est d'ajuster la valeur du condensateur de façon que la tension DC ne soit plus ondulée lors du déséquilibre de tension [6], [5], [34], [33], [38]. L'amplitude de cette tension ondulée a une relation directe avec le déséquilibre de tension [5]. Selon [6], cette ondulation est la cause d'une composante fondamentale de séquence inverse et une composante de 3^e rang de séquence positive. Cette dernière, comme mentionné avant cette section, ne peut être éliminé par un transformateur (en delta). Donc, si on opte pour une valeur de condensateur qui puisse éliminer ou diminuer cette partie oscillatoire de puissance instantanée, la tension aux bornes du condensateur sera constante et il en résulte que les courants du côté AC ne soient pas pollués par des harmoniques [6]. Cependant, dans ce mémoire, on va démontrer que même si cette tension est constante c'est-à-dire elle est DC, il y aura encore des harmoniques sur les courants du côté AC du convertisseur VSC. Par conséquent, cette tension ne pourra garantir des courants alternatifs sans pollution d'harmoniques. Dans [6] et [5] une méthode est proposée afin d'obtenir la valeur optimale du condensateur C.C.

Pour que \tilde{p} dont la fréquence est de 2ω soit éliminée :

$$C = \frac{3\sigma V_p I_p}{\omega \epsilon V_{DC}^2} \quad (2.5)$$

où :

σ = le facteur du déséquilibre de tension

V_p = la tension de séquence directe

I_p = le courant de séquence directe

V_{DC} = la tension aux bornes du condensateur

et ϵ se définit comme le facteur d'ondulation de tension sur le condensateur DC :

$$\epsilon = \frac{\Delta V_{DC}}{V_{DC}} \quad (2.6)$$

où ΔV_{DC} est la valeur d'ondulation de la tension crête à crête.

Dans cette méthode, le convertisseur VSC est contrôlé par une boucle de courant [5]. L'approche utilisée pour implanter le système de commande est le contrôle de courant continu et cette méthode utilise la transformée de Park. Cette transformée exige que les phaseurs des tensions et des courants soient mesurés, ce qui implique l'utilisation de la PLL. Dans ce cas, le déséquilibre de tension au PCC provoque le mauvais fonctionnement de la PLL, par exemple, l'angle estimé aura une composante à double-fréquence. Corollairement, le réseau déséquilibré perturbe le système de commande du convertisseur VSC. Dans ce mémoire, l'UTSP proposé par les auteurs de [22] est utilisé afin d'éviter tout problème causé par le réseau déséquilibré pour mesurer la fréquence et l'angle de phase au PCC.

Comme mentionné plus tôt dans ce chapitre, à l'effet de mitiger les harmoniques du côté AC, l'important est d'avoir des puissances réelles constantes sur les deux côtés du convertisseur VSC. Pour ce faire, selon les auteurs de [6], [5], il faut que la tension aux bornes du condensateur soit constante (DC). Cette tension ondulée étant créée par le flux de courant de séquence inverse à travers le condensateur [36] joue un rôle majeur dans l'équation de l'équilibre de puissance du convertisseur VSC. On va s'en occuper en détails au prochain chapitre. Bien au contraire de la puissance réelle, la puissance imaginaire ne cause aucun problème sur le côté DC [39]. Il est à noter que puisque le système en question est triphasé à 3-fil, donc, il n'y aura pas de courant de séquence homopolaire [5]. Le condensateur du côté DC a pour objectif d'équilibrer la différence de puissance entre les deux côtés du convertisseur VSC [40].

L'atténuation des harmoniques par ce condensateur fait face à quelques problèmes en pratique comme la diminution de sa durée de vie ainsi que des défis technologiques pour fabriquer des condensateurs. Ces défis sont discutés en détails dans [40]. Cependant, les auteurs de [6], [5] n'ont pas pris en compte que le niveau de déséquilibre du réseau pourrait varier d'une valeur à l'autre et dans ce cas-là, le condensateur calculé ne sera plus en mesure de bien faire son travail.

Système de commande du convertisseur VSC : L'approche expliquée dans la section précédente présente certaines limites. Donc l'idée de concevoir un système de commande qui

soit en mesure d'éliminer l'ondulation de tension DC et de contrôler le convertisseur VSC si bien que les courants circulant sur le côté AC soient sans harmonique devient de plus en plus populaire. D'autre part, ce système de commande, lui-même, ne doit pas injecter des harmoniques au réseau, certains [6], [5] ont remarqué que les systèmes de commandes ne sont pas capable d'éliminer les harmoniques, mais dans ce mémoire, ce sera démontré qu'un système de commande, étant conçu convenablement, est bien capable d'éliminer les harmoniques du côté AC. Dans la littérature, certains ont décidé de modéliser le système à l'aide de la transformé de Park tandis que d'autres ont profité de la transformé de Clarke. Vu qu'ici on parle d'un réseau faible et déséquilibré la transformé de Clarke (une transformation réelle) contribue à modéliser le système plus facilement ainsi qu'à réduire le temps de calcul [12]. Dans l'intention d'éliminer l'ondulation de tension DC ainsi que la composante DC de la puissance imaginaire, le système de commande doit contrôler les courants de séquence directe et inverse [37].

Les auteurs de [7], [37] ont proposé une stratégie de contrôle qui comporte deux sous-systèmes :

1. Contrôle de séquence directe
2. Contrôle de séquence inverse

Dans la méthode proposée par [7], il y a deux stratégies de commande :

1. Équilibrer les courants du côté AC en cas de déséquilibre au PCC, ce qui va aboutir à réduire les surintensité sur le convertisseur VSC [7].
2. Atténuer l'ondulation de tension DC sur le condensateur qui mènera à éliminer les harmoniques de bas rang sur le côté AC [41], [7].

Puisqu'ici il s'agit d'un système triphasé à 3-fil donc, ce système peut être décomposé en deux parties [42], [7] : la composante de séquence directe et celle de séquence inverse. Autrement dit, il n'y a pas de composante de séquence homopolaire. Dans [7] le système est modélisé à l'aide de la transformée de Park et la PLL mesure les phaseurs des courants et des tensions au PCC.

Les auteurs de [7] ont élaboré les équations dynamiques des côtés AC et DC et ils résulte que la puissance du côté DC est composée de deux parties (comme discuté dans ce chapitre) dont la partie oscillatoire est due au déséquilibre au PCC. D'autre part, à partir des dynamiques du côté AC on apprend que ce système a deux sous-systèmes (séquence directe et inverse). Mais, concernant leur travail il y a quelque remarques à considérer. Lorsque la tension aux bornes du condensateur est constante, les courants du côté AC sont déformés et déséquilibrés [6]. Ils

ont implanté le contrôleur de tension du côté DC sans tenir compte ses effets sur les courants du côté AC (il y aura des harmoniques de séquence inverse (fondamentale) et de séquence directe de 3^e rang sur les courants alternatifs) [6].

Les auteurs de [43], ont proposé deux stratégies de contrôle, l'une basée sur la minimisation des oscillations de la puissance réelle instantanée (cette méthode est déjà discutée plutôt dans ce chapitre) et l'autre basée sur le contrôle du courant de séquence inverse. Cette dernière se concentre sur le contrôle du courant de séquence inverse afin de minimiser la tension de séquence inverse au PCC sans éliminer l'oscillation de puissance réelle instantanée. La différence de ces deux méthodes est discutée dans ce papier pourtant les auteurs de [43] n'ont pas remarqué les effets de ces deux stratégies de commande sur le condensateur du côté DC. En effet, dans la méthode de la minimisation de la puissance réelle instantanée, leur résultats montrent des oscillations importantes sur la puissance réelle instantanée. En plus, aucune analyse du THD n'est pas effectuée avant et après l'application des méthodes proposées.

Dans [44], la méthode proposée est de contrôler la puissance réelle instantanée. Malgré que la tension aux bornes du condensateur du côté DC est diminuée jusqu'à 65 % mais pourtant ils n'ont pas considéré la valeur élevée du courant de séquence inverse des courants triphasé sur le côté AC.

Ajout d'un dispositif supplémentaire : La compensation du déséquilibre de tension est discutée dans plusieurs articles. Les différents types de compensation se divisent en quatre méthodes [43] :

- (a) La compensation série en injectant la tension de séquence inverse à l'aide des filtres actives [45], [46].
- (b) La compensation shunt en injectant le courant de séquence inverse à l'aide des filtres actives [47], [48].
- (c) La combinaison de (a) et (b) [49].
- (d) La compensateur synchrone statique [50], [51], [52].

Les auteurs de [53] ont proposé d'ajouter un éliminateur d'ondulation à la sortie d'un convertisseur de puissance monophasé dans le but de diminuer les ondulations de la tension aux bornes du condensateur DC. Les auteurs ont expliqué la structure de cet éliminateur d'ondulation qui devient complexe pour un système triphasé et le coût de telle structure pour les conceptions des systèmes triphasés est important. La compensation par les méthodes mentionnées ci-dessus exige l'installation des appareils supplémentaires [43]. En effet, ces méthodes sont coûteuse pour les ingénieurs du réseau et d'autre part, les résultats ne sont pas si satisfaisants.

CHAPITRE 3 ANALYSE DE LA QUALITÉ DE L'ONDE D'UNE UNITÉ DG CONNECTÉE AU RÉSEAU

Dans ce chapitre, en premier lieu, la représentation d'un signal triphasé dans les différents repères sera discutée. Ensuite, un système triphasé à 3-fil sera étudié. Les équations des puissances réelles et imaginaires seront déduites dans les conditions de déséquilibre. D'ailleurs, les effets des harmoniques du courant et ceux de la tension seront pris en compte. À l'étape suivante, le modèle mathématique d'une unité DG raccordée au réseau par un convertisseur VSC sera obtenu dans le repère abc et puis ce modèle sera exprimé dans le repère dq à l'aide de la transformée de Park. Finalement, les effets du déséquilibre de tension du réseau sur les côtés DC et AC seront discutés. Ce sera démontré que le déséquilibre de réseau impose l'ondulation de tension sur le côté DC et en conséquence, les courants sur le côté AC sont pollués par les harmoniques provenant du système de commande n'ayant pas été conçu convenablement.

3.1 Représentations d'un signal triphasé dans les repères abc , $\alpha\beta$ et dq

3.1.1 Composantes symétriques d'un signal triphasé

Soit un signal triphasé, que ce soit équilibré ou déséquilibré :

$$x_{abc}(t) = \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_a \cos(\omega t + \delta_a) \\ A_b \cos(\omega t + \delta_b) \\ A_c \cos(\omega t + \delta_c) \end{bmatrix} \quad (3.1)$$

où A_k , $k = a, b, c$, représente la magnitude de la $k^{\text{ème}}$ phase, ω est la fréquence du signal, et δ_k est l'angle de la $k^{\text{ème}}$ phase. Selon la théorie des composantes symétriques [54], un signal triphasé quelconque peut être décomposé en ses séquences symétriques, c'est-à-dire, directe, inverse et homopolaire, comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = A_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_p) \\ \cos(\omega t + \delta_p - 120) \\ \cos(\omega t + \delta_p + 120) \end{bmatrix} + A_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_n) \\ \cos(\omega t + \delta_n + 120) \\ \cos(\omega t + \delta_n - 120) \end{bmatrix} + A_z \cos(\omega t + \delta_z) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

où A_p , A_n et A_z sont respectivement les magnitudes de séquences directe, inverse et homopolaire, et δ_p , δ_n et δ_z sont les angles correspondants. En définissant un opérateur de décalage de phase $a = e^{j\frac{2\pi}{3}} = e^{j120^\circ}$, la phase- a des séquences homopolaire, directe, et inverse est

déterminée de façon suivante :

$$x_{zpn,a}(t) \triangleq \begin{bmatrix} x_{za}(t) \\ x_{pa}(t) \\ x_{na}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} A_z \cos(\omega t + \delta_z) \\ A_p \cos(\omega t + \delta_p) \\ A_n \cos(\omega t + \delta_n) \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \\ 1 & a & a^2 \\ 1 & a^2 & a \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

3.1.2 Transformée de Clarke et repère $\alpha\beta 0$

On peut passer l'équation (3.2) du repère abc vers le repère $\alpha\beta 0$ en utilisant la transformée de Clarke comme suit :

$$x_{\alpha\beta 0}(t) = \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = T_{\alpha\beta} \cdot x_{abc}(t) \quad (3.4)$$

où la matrice de Clarke, $T_{\alpha\beta}$, est définie comme :

$$T_{\alpha\beta} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

On en déduit que :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = A_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_p) \\ \sin(\omega t + \delta_p) \\ 0 \end{bmatrix} + A_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_n) \\ -\sin(\omega t + \delta_n) \\ 0 \end{bmatrix} + A_z \cos(\omega t + \delta_z) \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

En développant l'équation (3.6), on obtient :

$$\begin{aligned} x_\alpha(t) &= \underbrace{[A_p \cos \delta_p + A_n \cos \delta_n]}_{a_1} \cos \omega t - \underbrace{[A_p \sin \delta_p + A_n \sin \delta_n]}_{a_2} \sin \omega t \\ x_\beta(t) &= \underbrace{[A_p \sin \delta_p - A_n \sin \delta_n]}_{a_3} \cos \omega t + \underbrace{[A_p \cos \delta_p - A_n \cos \delta_n]}_{a_4} \sin \omega t \\ x_0(t) &= A_z \cos(\omega t + \delta_z) \end{aligned} \quad (3.7)$$

On présente le vecteur $x_{\alpha\beta}(t) = [x_\alpha \ x_\beta]^T$ sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} a_1 & -a_2 \\ a_3 & a_4 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Donc :

$$\begin{bmatrix} \cos \omega t \\ \sin \omega t \end{bmatrix} = \frac{1}{A_p^2 - A_n^2} \begin{bmatrix} a_4 & a_2 \\ -a_3 & a_1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

En éliminant le terme ωt en (3.9), la relation entre x_α et x_β devient :

$$(a_4 x_\alpha + a_2 x_\beta)^2 + (a_3 x_\alpha - a_1 x_\beta)^2 = (A_p^2 - A_n^2)^2 \quad (3.10)$$

qui pourrait être représentée sous la forme matricielle comme suit :

$$\begin{bmatrix} x_\alpha & x_\beta \end{bmatrix} \underbrace{\begin{bmatrix} a_3^2 + a_4^2 & a_2 a_4 - a_1 a_3 \\ a_2 a_4 - a_1 a_3 & a_1^2 + a_2^2 \end{bmatrix}}_M \begin{bmatrix} x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = (A_p^2 - A_n^2)^2 \quad (3.11)$$

Puisque l'équation (3.11) possède une forme quadratique, les valeurs propre de la matrice M détermine la courbe associée à cette équation dans le repère $\alpha\beta$. Les valeurs propres de la matrice M sont obtenues à partir de l'équation :

$$\det(sI - M) = s^2 - 2(A_p^2 + A_n^2)s + (A_p^2 - A_n^2)^2 = 0 \quad (3.12)$$

dont les racines sont $s_1 = (A_p + A_n)^2$ et $s_2 = (A_p - A_n)^2$. Du fait que $s_1 > 0$ et $s_2 > 0$ (ou $\det(M) > 0$), on peut conclure que l'équation (3.10) est une ellipse dans le repère $\alpha\beta$.

La figure 3.1 illustre la représentation géométrique d'un signal triphasé pour les valeurs numériques $A_p = 1$, $A_n = 0.5$, $A_z = 0.4$, et les angles δ_p , δ_n , δ_z sont choisis de façon arbitraire.

Lorsque $x_0(t) = 0$, le signal $x_{abc}(t)$ peut être exprimé sous la forme complexe $\alpha\beta$ comme suivant :

$$x_{\alpha\beta}(t) \triangleq x_\alpha(t) + jx_\beta(t) = A_p e^{j(\omega t + \delta_p)} + A_n e^{-j(\omega t + \delta_n)} \quad (3.13)$$

Dans ce cas-ci, l'interprétation géométrique du signal x_{abc} devient une ellipse dans le plan $\alpha\beta$ comme illustre la figure 3.2.

On peut montrer que les diamètres de cette ellipse sont $2(A_p + A_n)$ et $2(A_p - A_n)$.

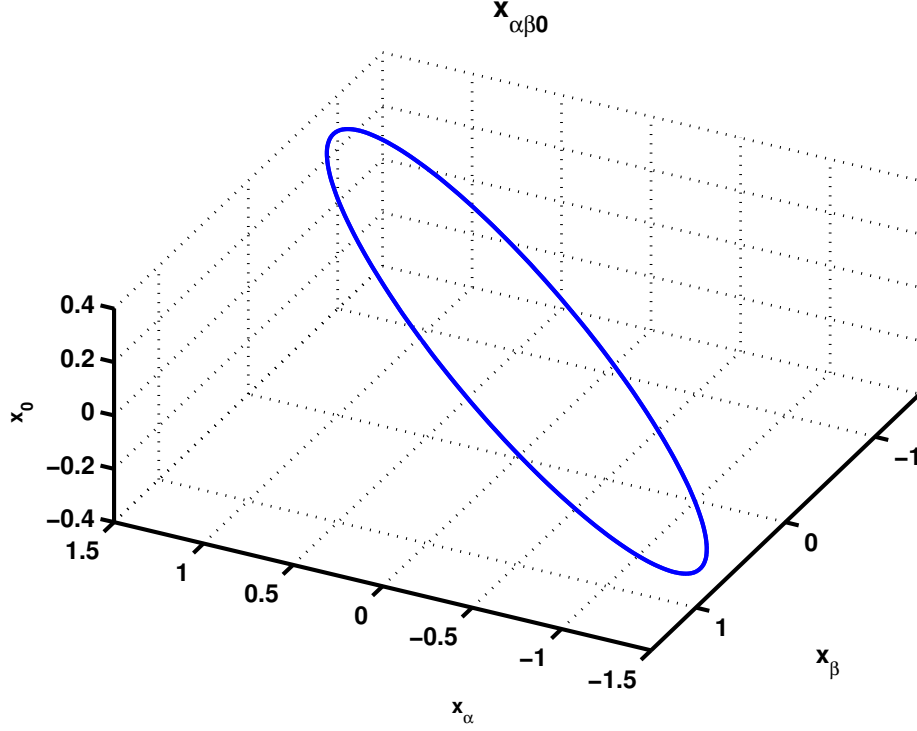


Figure 3.1 Représentation graphique d'un signal triphasé dans le repère $\alpha\beta 0$

3.1.3 Transformée de Park et repère dq

La transformation d'un signal triphasé dans le repère $\alpha\beta 0$ aboutit à un signal variant dans le temps ce qui n'est pas avantageux lors de la conception d'un système de commande. Donc, la transformée de Park se propose afin de modéliser un système triphasé dans lequel les quantités alternatives se transforment en deux quantités continues dans certaines conditions. Les trois composantes d'un signal triphasé $x_{abc}(t)$ dans le repère $dq0$ sont la composante directe, appelée $x_d(t)$, la composante quadrature, appelée $x_q(t)$, et la composante zéro $x_0(t)$. Ces composantes sont déterminées à partir de l'équation suivante :

$$x_{dq0}(t) = \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = T_{dq}(\theta) \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

où

$$T_{dq}(\theta) = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - 120) & \cos(\theta + 120) \\ -\sin(\theta) & -\sin(\theta - 120) & -\sin(\theta + 120) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (3.15)$$

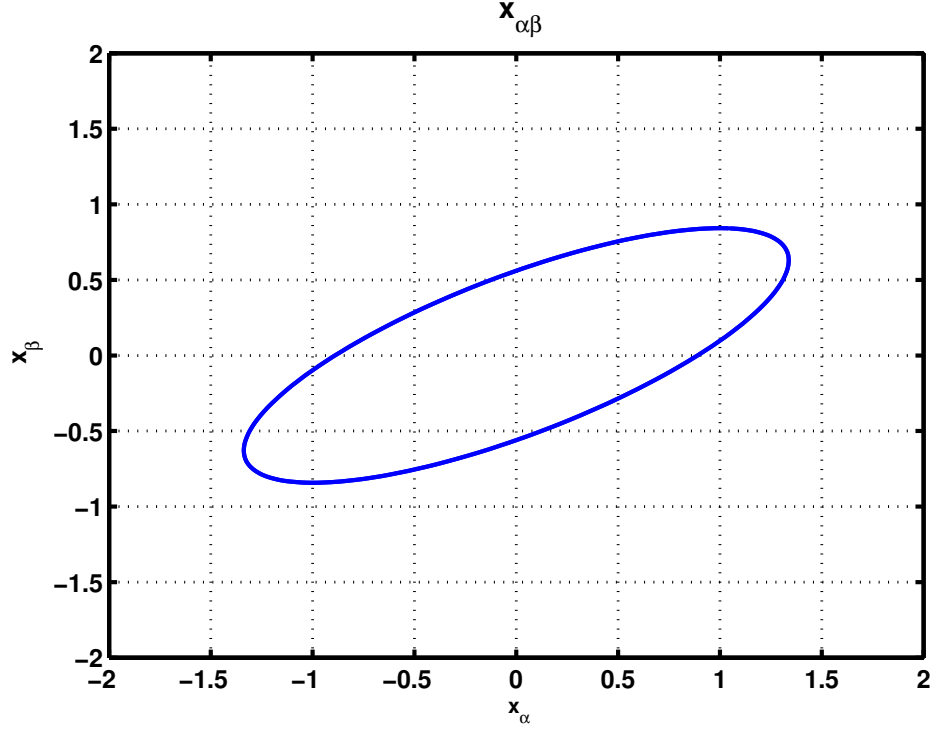


Figure 3.2 Représentation graphique d'un signal triphasé sans composante homopolaire dans le plan $\alpha\beta$

où $\theta(t)$ est un angle arbitraire, souvent appelé l'angle de rotation. De plus, on peut démontrer que la relation suivante, entre les deux transformées de Park et Clarke, est toujours vérifiée :

$$T_{dq}(\theta) = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} T_{\alpha\beta} \quad (3.16)$$

Donc,

$$\begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos \theta & \sin \theta & 0 \\ -\sin \theta & \cos \theta & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_\alpha(t) \\ x_\beta(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$\begin{aligned} x_d(t) &= x_\alpha(t) \cos \theta + x_\beta(t) \sin \theta \\ x_q(t) &= -x_\alpha(t) \sin \theta + x_\beta(t) \cos \theta \end{aligned} \quad (3.18)$$

En définissant $x_{dq} = x_d + jx_q$, on déduit que :

$$x_{dq}(t) = x_{\alpha\beta}(t) e^{-j\theta(t)} \quad (3.19)$$

Maintenant, l'application de la transformée de Park au signal triphasé décrit par l'équation (3.13) donne :

$$x_{dq}(t) = A_p e^{j(\omega t - \theta + \delta_p)} + A_n e^{-j(\omega t + \theta + \delta_n)} \quad (3.20)$$

Discussion I : Lorsque $\omega t - \theta = \theta_0$, où θ_0 est constante, c'est le cas où la transformée de Park est synchronisée avec le signal triphasé $x_{abc}(t)$. Dans ce cas, la composante directe du signal $x_{abc}(t)$ devient constante tandis que la composante inverse oscille à double fréquence. Il est évident qu'en supposant $A_n = 0$, et $A_z = 0$ (signal triphasé équilibré), on obtient un signal continu dans le repère $dq0$, c'est-à-dire $x_{dq} = \text{cte}$.

Représentation de l'harmonique de 3^e rang dans les repères abc et dq

Soit un signal triphasé dans le repère $dq0$:

$$\begin{aligned} x_d(t) &= A + B \cos(2\omega t + \delta_d) \\ x_q(t) &= C + D \cos(2\omega t + \delta_q) \\ x_0(t) &= 0 \end{aligned} \quad (3.21)$$

où $A, B \geq 0, C, D \geq 0, \delta_d$, et δ_q sont des valeurs constantes, et $B + D \neq 0$. La transformation du signal $x_{dq0}(t)$ du repère $dq0$ au repère abc , avec $\theta(t) = \omega t$, s'effectue comme suit :

$$x_{abc}(t) = \begin{bmatrix} x_a(t) \\ x_b(t) \\ x_c(t) \end{bmatrix} = T_{dq}^{-1}(\omega t) \begin{bmatrix} x_d(t) \\ x_q(t) \\ x_0(t) \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

où

$$T_{dq}^{-1}(\omega t) = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & -\sin(\omega t) & 1 \\ \cos(\omega t - 120) & -\sin(\omega t - 120) & 1 \\ \cos(\omega t + 120) & -\sin(\omega t + 120) & 1 \end{bmatrix} \quad (3.23)$$

Il s'ensuit que :

$$\begin{aligned} x_a(t) &= A \cos \omega t - C \sin \omega t + B \cos(2\omega t + \delta_d) \cos \omega t - D \cos(2\omega t + \delta_q) \sin \omega t \\ x_b(t) &= A \cos(\omega t - 120) - C \sin(\omega t - 120) + B \cos(2\omega t + \delta_d) \cos(\omega t - 120) \\ &\quad - D \cos(2\omega t + \delta_q) \sin(\omega t - 120) \\ x_c(t) &= A \cos(\omega t + 120) - C \sin(\omega t + 120) + B \cos(2\omega t + \delta_d) \cos(\omega t + 120) \\ &\quad - D \cos(2\omega t + \delta_q) \sin(\omega t + 120) \end{aligned} \quad (3.24)$$

En vérifiant (3.24), on constate que les signaux $x_a(t)$, $x_b(t)$ et $x_c(t)$ contiennent la composante fondamentale (à fréquence ω) qui n'est pas nécessairement équilibrée, et l'harmonique de 3^e rang comme indique l'équation (3.25) :

$$\begin{aligned} x_a(t) &= A_a \cos(\omega t + \delta_a) + \frac{1}{2}B \cos(3\omega t + \delta_d) - \frac{1}{2}D \sin(3\omega t + \delta_q) \\ x_b(t) &= A_b \cos(\omega t + \delta_b) + \frac{1}{2}B \cos(3\omega t + \delta_d - 120) - \frac{1}{2}D \sin(3\omega t + \delta_q - 120) \\ x_c(t) &= A_c \cos(\omega t + \delta_c) + \frac{1}{2}B \cos(3\omega t + \delta_d + 120) - \frac{1}{2}D \sin(3\omega t + \delta_q + 120) \end{aligned} \quad (3.25)$$

Discussion II : Selon l'équation (3.25), les conditions à satisfaire afin que l'harmonique de 3^e rang soit aboli sont :

$$\begin{aligned} B &= D, \text{ et} \\ \delta_q &= \delta_d + 90 + 2k\pi, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (3.26)$$

Il est à noter que la source de l'harmonique de 2^e rang dans le signal $x_{dq}(t)$ peut être soit la séquence inverse ou l'harmonique de 3^e rang dans le signal $x_{abc}(t)$.

3.2 Analyse de la puissance d'un système triphasé

L'analyse de puissance permet d'évaluer la qualité de l'onde dans les divers conditions telles que le déséquilibre de réseau et lors de présence des harmoniques. Cette analyse nous vient en aide afin de mieux comprendre le comportement du système qui aboutira à proposer des solutions efficaces. Dans ce mémoire, on assume que le système est triphasé à 3-fil comme illustre la figure 3.3.

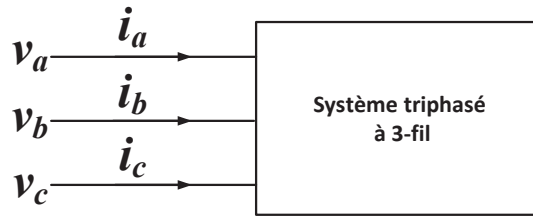


Figure 3.3 Un système triphasé déséquilibré à 3-fil

Supposons que le système de la figure 3.3 soit alimenté par une source déséquilibrée de tension $v_{abc}(t) = [v_a(t) \ v_b(t) \ v_c(t)]^T$:

$$\begin{bmatrix} v_a(t) \\ v_b(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} = V_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_{vp}) \\ \cos(\omega t + \delta_{vp} - 120) \\ \cos(\omega t + \delta_{vp} + 120) \end{bmatrix} + V_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_{vn}) \\ \cos(\omega t + \delta_{vn} + 120) \\ \cos(\omega t + \delta_{vn} - 120) \end{bmatrix} + V_z \cos(\omega t + \delta_{vz}) \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

où ω est la fréquence du système, V_p , V_n et V_z sont respectivement les magnitudes de tensions de séquences directe, inverse et homopolaire, et δ_{vp} , δ_{vn} et δ_{vz} sont les angles correspondants.

Du fait que le système est triphasé à 3-fil, il n'y a pas de courant de séquence homopolaire ($I_z = 0$). Dans ce cas-ci, le courant tiré par le système peut être exprimé comme :

$$i_{abc}(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = I_p \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_{ip}) \\ \cos(\omega t + \delta_{ip} - 120) \\ \cos(\omega t + \delta_{ip} + 120) \end{bmatrix} + I_n \begin{bmatrix} \cos(\omega t + \delta_{in}) \\ \cos(\omega t + \delta_{in} + 120) \\ \cos(\omega t + \delta_{in} - 120) \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

où I_p et I_n sont respectivement les magnitudes des séquence directe et inverse, et δ_{ip} , δ_{in} sont les angles correspondants. En vue de faciliter les calculs de puissance, les signaux de la tension et du courant se sont transformés vers le repère $\alpha\beta 0$. Donc, la puissance réelle instantanée s'exprime comme suit :

$$P(t) = v_{abc}^T \cdot i_{abc} = [T_{\alpha\beta}^{-1} v_{\alpha\beta 0}]^T \cdot [T_{\alpha\beta}^{-1} i_{\alpha\beta 0}] = [v_\alpha \ v_\beta \ v_0] (T_{\alpha\beta}^{-1})^T (T_{\alpha\beta})^{-1} \begin{bmatrix} i_\alpha \\ i_\beta \\ i_0 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

où

$$(T_{\alpha\beta}^{-1})^T (T_{\alpha\beta})^{-1} = \frac{3}{2} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 2 \end{bmatrix} \quad (3.30)$$

Puisque $i_0 = 0$, donc $P(t) = \frac{3}{2}(v_\alpha i_\alpha + v_\beta i_\beta)$, ou sous la forme complexe, $P(t) = \frac{3}{2} \text{Re}\{v_{\alpha\beta} i_{\alpha\beta}^*\}$, où

$$\begin{cases} v_{\alpha\beta} = v_\alpha + jv_\beta = V_p e^{j(\omega t + \delta_{vp})} + V_n e^{-j(\omega t + \delta_{vn})} \\ i_{\alpha\beta} = i_\alpha + ji_\beta = I_p e^{j(\omega t + \delta_{ip})} + I_n e^{-j(\omega t + \delta_{in})} \end{cases} \quad (3.31)$$

et l'astérisque (*) indique le conjugué complexe. Par conséquent, la puissance réelle instantanée $P(t)$ devient :

$$P(t) = \frac{3}{2} \text{Re} \left\{ \underbrace{V_p I_p e^{j(\delta_{vp} - \delta_{ip})} + V_n I_n e^{j(\delta_{in} - \delta_{vn})}}_{\text{Composante DC}} + \underbrace{V_p I_n e^{j(2\omega t + \delta_{vp} + \delta_{in})} + V_n I_p e^{-j(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip})}}_{\text{Composante à double fréquence}} \right\} \quad (3.32)$$

L'équation (3.32) démontre clairement que dans un système triphasé au cas du déséquilibre, la puissance réelle instantanée est composée de deux parties :

1. Partie constante ou DC, et
2. Partie oscillatoire à double fréquence

Afin que la puissance réelle instantanée, absorbée par un système triphasé déséquilibré, contienne uniquement une composante constante, la relation suivante doit être satisfaite :

$$V_p I_n \cos(2\omega t + \delta_{vp} + \delta_{in}) + V_n I_p \cos(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip}) = 0 \quad (3.33)$$

Par conséquent, les conditions suivantes doivent être vérifiées :

$$\begin{aligned} I_n &= \frac{V_n}{V_p} I_p = \sigma I_p, \text{ et} \\ \delta_{vp} + \delta_{in} &= (2k + 1)180 + \delta_{vn} + \delta_{ip}, \quad k = 0, \pm 1, \pm 2, \dots \end{aligned} \quad (3.34)$$

où $\sigma = \frac{V_n}{V_p}$ est le facteur de déséquilibre de tension comme défini en [22].

Les conditions en (3.34) peuvent être satisfaites par un système de commande dans le but d'éliminer la composante oscillatoire de la puissance réelle instantanée, ce qui est une des sources importantes de dégradation de la qualité de l'onde.

3.3 Analyse de la qualité de l'onde dans une unité DG raccordée au réseau déséquilibré

La présente section a pour objectif d'étudier la qualité de l'onde d'une unité DG à partir de son modèle dynamique. L'unité DG comprend un convertisseur VSC, le côté DC et le côté AC. Comme illustre la figure 3.4, le côté DC se compose du condensateur C , la résistance R qui représente la perte du convertisseur VSC, et une source de courant qui représente la source d'énergie pouvant être un parc éolien ou des panneaux solaires et etc. D'autre part, le côté AC du convertisseur VSC est relié au réseau à travers d'un filtre RL , la figure 3.4. L'étude effectuée dans cette section vise à analyser l'effet du déséquilibre du réseau sur les côtés DC et AC de l'unité DG. Il faut bien se dire qu'un filtre RL peut être remplacé par un filtre LCL afin de mieux éliminer des harmoniques provenant du convertisseur VSC.

3.3.1 Analyse du côté DC

L'équation dynamique du côté DC de la figure 3.4 est obtenue à l'aide de l'équation d'équilibre de puissance comme suivante :

$$P_{in}(t) - \frac{V_{dc}^2}{R} - \frac{d(\frac{1}{2}CV_{dc}^2)}{dt} = R_t(i_{ta}^2 + i_{tb}^2 + i_{tc}^2) + \frac{d(\frac{1}{2}L_t(i_{ta}^2 + i_{tb}^2 + i_{tc}^2))}{dt} + (v_{sa}i_{ta} + v_{sb}i_{tb} + v_{sc}i_{tc}) \quad (3.35)$$

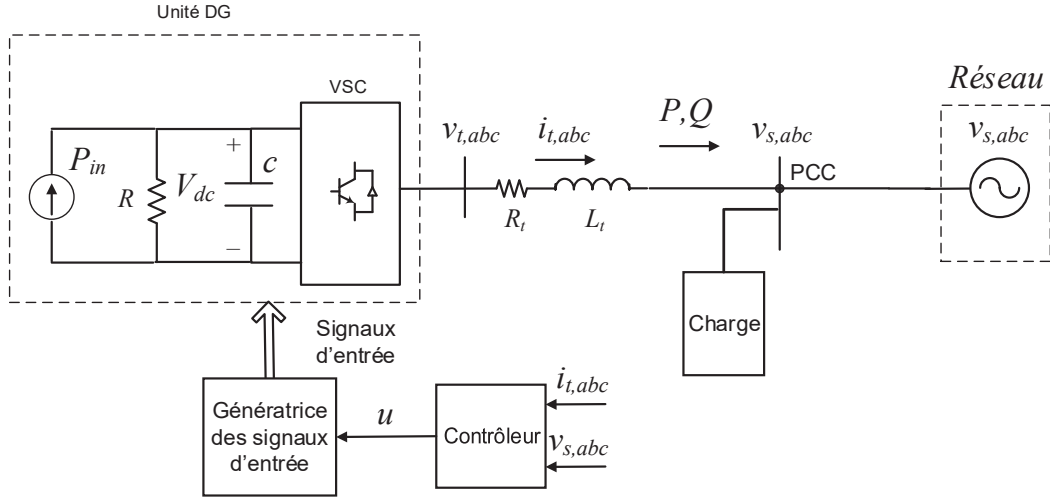


Figure 3.4 Unité DG connectée au réseau déséquilibré

Sachant que :

$$i_{ta}^2 + i_{tb}^2 + i_{tc}^2 = [i_{td} \ i_{tq} \ i_{t0}] (T_{dq}^{-1})^T (T_{dq}^{-1}) [i_{td} \ i_{tq} \ i_{t0}]^T = \frac{3}{2}(i_{td}^2 + i_{tq}^2)$$

et

$$v_{sa}i_{ta} + v_{sb}i_{tb} + v_{sc}i_{tc} = \frac{3}{2}(v_{sd}i_{td} + v_{sq}i_{tq}), \quad (3.36)$$

la dynamique du côté DC dans le repère dq devient :

$$P_{in}(t) - \frac{V_{dc}^2}{R} - \frac{1}{2}C \frac{d(V_{dc}^2)}{dt} = \frac{3}{2}R_t(i_{td}^2 + i_{tq}^2) + \frac{3}{4}L_t \frac{d(i_{td}^2 + i_{tq}^2)}{dt} + \frac{3}{2}(v_{sd}i_{td} + v_{sq}i_{tq}) \quad (3.37)$$

Puisque le réseau est déséquilibré et selon la Section 3.2, le côté droit de l'équation (3.37), particulièrement, $\frac{3}{2}(v_{sd}i_{td} + v_{sq}i_{tq})$ comporte une partie constante (P_{DC}) et une composante à double fréquence ($P_{2\omega}$). Par conséquent, l'équation dynamique du côté DC peut s'exprimer de façon suivante :

$$\frac{V_{dc}^2}{R} + \frac{1}{2}C \frac{d(V_{dc}^2)}{dt} = P_{in}(t) + P_{DC} + P_{2\omega} \quad (3.38)$$

La puissance d'entrée est presque constante, donc, l'équation (3.38) pourrait récrire comme suit :

$$\frac{d(V_{dc}^2)}{dt} + \frac{2V_{dc}^2}{RC} = A + B \cos(2\omega t + \theta_0) \quad (3.39)$$

où A , B , et θ_0 sont des valeurs constantes. La solution de (3.39) a la forme suivante :

$$V_{dc}^2 = K_1 e^{-\frac{2}{RC}t} + \frac{RCA}{2} + K_2 \cos(2\omega t + \gamma_2) \quad (3.40)$$

dans laquelle K_1 , K_2 , et γ_2 sont des valeurs constantes. Dans ce cas, la tension aux bornes du condensateur DC en régime permanent $V_{dc}(t)$ sera :

$$V_{dc}(t) = \sqrt{\frac{RCA}{2} + K_2 \cos(2\omega t + \gamma)} \quad (3.41)$$

La tension $V_{dc}(t)$ en (3.41) est une fonction périodique avec la période principale $\frac{\pi}{\omega}$, et par la suite peut être développée en série Fourier comme :

$$V_{dc}(t) = V_{dc0} + A_2 \cos(2\omega t + \theta_2) + A_4 \cos(4\omega t + \theta_4) + A_6 \cos(6\omega t + \theta_6) + \dots \quad (3.42)$$

Donc, la tension du côté DC est polluée par une ondulation qui comporte plusieurs composantes sinusoïdales (harmoniques).

3.3.2 Analyse du côté AC

En Section 3.3.1, les effets du déséquilibre du réseau sur le côté DC ont été discutés. Dans la présente section, les effets du déséquilibre de tension sur le côté AC seront abordés. Pour ce faire, les équations dynamiques de l'unité DG illustrée dans la figure 3.4 sont présentées dans le repère abc comme :

$$\begin{aligned} v_{t,abc} &= R_t i_{t,abc} + L_t \frac{di_{t,abc}}{dt} + v_{s,abc} \\ P_{in} - \frac{V_{dc}^2}{R} - \frac{1}{2}C \frac{d(V_{dc}^2)}{dt} &= v_{ta}i_{ta} + v_{tb}i_{tb} + v_{tc}i_{tc} \end{aligned} \quad (3.43)$$

Supposant que la séquence homopolaire est nulle, l'équation (3.43) dans le repère $\alpha\beta$ devient :

$$\begin{aligned} v_{t,\alpha\beta} &= R_t i_{t,\alpha\beta} + L_t \frac{di_{t,\alpha\beta}}{dt} + v_{s,\alpha\beta} \\ P_{in} - \frac{V_{dc}^2}{R} - \frac{1}{2}C \frac{d(V_{dc}^2)}{dt} &= \frac{3}{2}(v_{t\alpha}i_{t\alpha} + v_{t\beta}i_{t\beta}) \end{aligned} \quad (3.44)$$

De même, en notant que $\dot{x}_{\alpha\beta} = (\dot{x}_{dq} + j\omega x_{dq})e^{j\theta}$ où $\omega(t) = \dot{\theta}(t)$, le modèle dynamique de l'unité DG dans le repère dq s'exprime comme suit :

$$\begin{aligned} v_{t,dq} &= R_t i_{t,dq} + L_t \left(\frac{di_{t,dq}}{dt} + j\omega i_{t,dq} \right) + v_{s,dq} \\ P_{in} - \frac{V_{dc}^2}{R} - \frac{1}{2} C \frac{d(V_{dc}^2)}{dt} &= \frac{3}{2} (v_{td} i_{td} + v_{tq} i_{tq}) \end{aligned} \quad (3.45)$$

L'angle de référence $\theta(t)$ utilisé par la transformée de Park est souvent l'angle de la tension du réseau, $v_{s,abc}$. Dans ce mémoire, l'angle $\theta(t)$ est extrait par le PLL triphasé présenté en [55].

Le modèle représenté en (3.45) implique les variables complexes. Afin d'obtenir le modèle d'état du système sous la forme standard et réelle, les variables suivantes sont définies :

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} x_1 & x_2 & x_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} i_{td} & i_{tq} & V_{dc}^2 \end{bmatrix} \\ y^T &= \begin{bmatrix} y_1 & y_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i_{tq} & V_{dc}^2 \end{bmatrix} \\ u^T &= \begin{bmatrix} u_1 & u_2 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{td} & v_{tq} \end{bmatrix} \\ \begin{bmatrix} w_1 & w_2 & w_3 \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} v_{sd} & v_{sq} & P_{in} \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.46)$$

En (3.46), les variables x_i , y_i , u_i et w_i , $i = 1, 2$, ou 3 indiquent respectivement les états, les sorties, les signaux de commande (entrées) et les perturbations. Le fait de choisir V_{dc}^2 comme variable remonte à notre intention de linéariser ce système, ainsi le système de (3.47) est prêt à se faire linéariser au chapitre 4 de ce mémoire. Par la suite, le modèle dynamique du système s'exprime de façon suivante :

$$\begin{aligned} \dot{x}_1 &= -\frac{R_t}{L_t} x_1 + \omega x_2 + \frac{u_1}{L_t} - \frac{w_1}{L_t} \\ \dot{x}_2 &= -\omega x_1 - \frac{R_t}{L_t} x_2 + \frac{u_2}{L_t} - \frac{w_2}{L_t} \\ \dot{x}_3 &= -\frac{2}{RC} x_3 - \frac{3}{C} (u_1 x_1 + u_2 x_2) + \frac{2}{C} w_3 \\ y &= [x_2 \quad x_3]^T \end{aligned} \quad (3.47)$$

dans laquelle les deux premières équations décrivent la dynamique du côté AC de l'unité DG. En outre, le modèle du côté AC sous la forme matricielle s'explique comme :

$$\dot{x}(t) = \begin{bmatrix} \dot{x}_1 \\ \dot{x}_2 \end{bmatrix} = A \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + B \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \end{bmatrix} + E \begin{bmatrix} w_1 \\ w_2 \end{bmatrix} \quad (3.48)$$

où

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} & \omega \\ \omega & -\frac{R_t}{L_t} \end{bmatrix}, \quad B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_t} \end{bmatrix}, \quad E = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L_t} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{L_t} \end{bmatrix} \quad (3.49)$$

L'équation (3.48) représente un système LTI, qui est aussi stable puisque les valeurs propres de la matrice A étant $-\frac{R_t}{L_t} \pm j\omega$ se situent dans le demi-plan gauche du plan complexe. Donc, la réponse transitoire s'amortit et il ne reste que la réponse en régime permanent.

Supposant que le convertisseur VSC génère les tensions purement sinusoïdales, peu importe qu'elles soient équilibrées ou déséquilibrées, et étant donné que le réseau est purement sinusoïdal et déséquilibré, l'entrée u et la perturbation $w^T = [w_1, w_2]$ comportent des composantes constantes et sinusoïdales à double fréquence selon les Discussions I et II. Par conséquent, la réponse en régime permanent du côté AC contient les composantes constantes et purement sinusoïdales à double fréquence satisfaisant aux conditions déjà obtenues en (3.26) dans la Discussion II. Bien que ce résultat soit évident, une preuve analytique est donnée dans ce qui suit.

En appliquant, la transformée de Laplace à l'équation (3.48), il s'ensuit que :

$$X(s) = G(s) [U(s) - W(s)] \quad (3.50)$$

où

$$G(s) = (sI - A)^{-1}B = \begin{bmatrix} g_{11}(s) & g_{12}(s) \\ g_{21}(s) & g_{22}(s) \end{bmatrix} \quad (3.51)$$

dans laquelle

$$\begin{aligned} g_{11}(s) &= g_{22}(s) = \frac{s + \frac{R_t}{L_t}}{\Delta(s)} \\ g_{12}(s) &= -g_{21}(s) = \frac{\omega}{\Delta(s)} \end{aligned} \quad (3.52)$$

où $\Delta(s) = \frac{1}{L_t \left[\left(s + \frac{R_t}{L_t}\right)^2 + \omega^2 \right]}$. On peut démontrer que le signal $r(t)$ défini par $r(t) = u(t) - w(t)$ a la forme de (3.21) qui satisfait aux conditions en (3.26), c'est-à-dire :

$$r(t) = [a + m \cos(2\omega t + \delta), b + m \cos(2\omega t + \delta + 90)]^T \quad (3.53)$$

Donc, $x(t)$ en régime permanent (x_{rp}) est obtenu comme :

$$x_{rp}(t) = x_{dc} + x_{2\omega}(t) \quad (3.54)$$

où x_{dc} est un vecteur constant, et $x_{2\omega}(t)$ s'obtient à l'aide de la méthode des phaseurs comme suit :

$$\begin{aligned} \vec{X}_1 &= m|g_{11}(j2\omega)|e^{j[\delta + \arctan(\frac{2L_t\omega}{R_t}) - \angle\Delta(j2\omega)]} + m|g_{12}(j2\omega)|e^{j[\delta + 90 - \angle\Delta(j2\omega)]} \\ \vec{X}_2 &= m|g_{21}(j2\omega)|e^{j[\delta + 180 - \angle\Delta(j2\omega)]} + m|g_{22}(j2\omega)|e^{j[\delta + 90 + \arctan(\frac{2L_t\omega}{R_t}) - \angle\Delta(j2\omega)]} \end{aligned} \quad (3.55)$$

où \vec{X}_1 et \vec{X}_2 sont les phaseurs des composantes du vecteur $x_{2\omega}(t)$. À partir de l'équation (3.55), il en découle que $|\vec{X}_1| = |\vec{X}_2|$ et $\angle\vec{X}_1 + 90 = \angle\vec{X}_2$. Donc, le signal $x_{rp}(t)$ a la forme de (3.21)

satisfaisant aux conditions en (3.26), qui se traduit par un ensemble des courants déséquilibrés purement sinusoïdales dans le repère abc .

Tableau 3.1 Paramètres du système d'étude de la Figure 3.4

Quantité	Valeur	Commentaire
R_t	50 m Ω	Résistance du filtre du convertisseur VSC
L_t	1.28 mH	Inductance du filtre du convertisseur VSC
S	20 kVA	Puissance nominale du convertisseur VSC
f_{sw}	10 kHz	Fréquence de porteuse du PWM
V_{dc}	600 V	Tension à la barre DC
C	1000 μ F	Condensateur du côté DC
R	10 Ω	Résistance à la barre DC
R_s	1 $\mu\Omega$	Résistance du réseau
L_s	0.2 μ H	Inductance du réseau
f	60 Hz	fréquence nominale du réseau
V_s	208 V (rms)	Tension nominale entre deux phases du réseau

Pour mieux visualiser cette discussion, l'unité DG de la figure 3.4 est simulée dans EMTP-RV en boucle ouverte. Les valeurs des paramètres de l'unité DG se trouvent au tableau 3.1. Les signaux de commande sont choisis comme $u_1 = 100$ V et $u_2 = 50$ V. Les résultats de ce cas d'étude illustrés à la figure 3.5 démontrent la validité de l'analyse effectuée plutôt dans cette section. Au début, le système opère en mode équilibré. Ensuite, au temps $t = 1$ s, le réseau devient déséquilibré de 20%, tel qu'indiqué à la figure 3.5(a). Le déséquilibre du réseau provoque des ondulations de tension à double fréquence sur la tension du côté DC, la figure 3.5(b). La figure 3.5(c) montre les courants du côté AC dans le repère dq , (i_{td} et i_{tq}), qui satisfont aux conditions en (3.26). Malgré les ondulations de la tension à la barre DC et des courants i_{td} et i_{tq} , les courants à la sortie du convertisseur VSC (i_{tabc}) sont purement sinusoïdales (voir la figure 3.5(d)).

Afin de mieux comprendre cette étude en régime permanent, une analyse spectrale par FFT est effectuée. La figure 3.6 illustre que les courants i_{td} et i_{tq} ne comportent qu'une composante à double fréquence. En outre, la figure 3.7 indique les résultats de cette analyse pour chaque phase des courants alternatifs à la sortie du convertisseur VSC. Les résultats de l'analyse spectrale montrent que les courants du côté AC sont purement sinusoïdales, et confirment l'analyse mathématique ayant déjà effectuée dans cette section.

3.4 Effet du côté DC sur le côté AC

Les tensions d'un convertisseur VSC sont généralement générées conformément à la stratégie PWM. Par conséquent, selon la figure 3.8, les tensions aux bornes du convertisseur VSC sont obtenues comme suit :

$$V_{tx}(t) = \frac{V_{dc}(t)}{2}(S_1 - S_2), \quad x = a, b, c \quad \text{et} \quad S_1 + S_2 = 1 \quad (3.56)$$

où S_1 et S_2 sont générés en fonction de la stratégie PWM. De plus, $S_1 - S_2$ est un signal PWM généré par la comparaison d'un signal sinusoïdal et d'un signal triangulaire, appelé signal de porteuse dont la fréquence ω_c est beaucoup plus grande que la fréquence fondamentale du système ω .

Les tensions aux bornes du convertisseur VSC peuvent être exprimées comme montre l'équation suivante :

$$V_{tx}(t) = \frac{V_{dc}(t)}{2} V_{PWM}(t), \quad x = a, b, c \quad (3.57)$$

Les tensions générées par le convertisseur VSC dépend du système de commande. Puisque le gain du convertisseur est $\frac{V_{dc}(t)}{2}$, donc le système de commande doit compenser ce gain en divisant les signaux de convertisseur sur $\frac{V_{dc}(t)}{2}$. Dans bien des cas, le signal $V_{PWM}(t)$ est divisé par $\frac{V_{dc}^*(t)}{2}$ où V_{dc}^* est le signal de référence de la tension à la barre DC. La figure 3.9 montre une implémentation de cette stratégie dans laquelle un signal de commande est d'abord normalisé par la constante V_{dc}^* . Ensuite, le signal normalisé est comparé avec une porteuse triangulaire dont la fréquence est très élevée en comparaison avec celle du signal de commande. La sortie du comparateur appelée signal de PWM déclenche la commutation du convertisseur VSC.

Il est à noter que ce choix fait en sorte que lorsqu'il y a des harmoniques au côté DC comme discuté dans la section 3.3.1 (harmoniques pairs), le côté AC devient pollué par les harmoniques impairs, selon la preuve mathématique ci-dessous.

$$V_{tx}(t) = [V_{dc0} + A_2 \cos(2\omega t + \theta_2) + A_4 \cos(4\omega t + \theta_4) + A_6 \cos(6\omega t + \theta_6) + \dots] [m_1 \cos(\omega t + \delta_0) + \sum_{n=1}^{\infty} J_n \cos(n\omega_c t + \delta_n) + \text{harmoniques des bandes latérales}] \quad (3.58)$$

ou approximativement

$$V_{tx}(t) \approx m_1 \cos(\omega t + \delta_0) [V_{dc0} + A_2 \cos(2\omega t + \theta_2) + A_4 \cos(4\omega t + \theta_4) + A_6 \cos(6\omega t + \theta_6) + \dots] \\ = V_1 \cos(\omega t + \beta_1) + V_3 \cos(3\omega t + \beta_3) + V_5 \cos(5\omega t + \beta_5) + \dots \quad (3.59)$$

Il va de soi que les tensions $V_{tx}(t)$ polluées par les harmoniques font que les courants du côté AC soient, de même, pollués. Toutefois, ce choix est très fréquent dans la littérature [5], [6], [7] et etc.

Mais, au cas où l'on normalise les signaux de commande par $\frac{V_{dc}(t)}{2}$, cette normalisation annule le gain du convertisseur VSC ($\frac{V_{dc}(t)}{2}$), qui évite le transfert des ondulation du côté DC au côté AC. Un schéma illustrant cette stratégie se trouve à la figure 3.10 qui est identique à celui montré à la figure 3.9 sauf que le signal de commande est normalisé par $\frac{V_{dc}}{2}$.

Afin de mieux visualiser cette discussion, les deux stratégies sont implémentées et simulées dans le logiciel EMTP-RV. Le système en étude est un convertisseur VSC connecté au réseau et contrôlé en boucle ouverte dont le côté DC est intentionnellement ondulé. La tension DC dont la valeur nominale est de 600 V est imposée par une ondulation de 400 V sinusoïdale. Les signaux de commande u_1 et u_2 ont été choisis respectivement 100 V et 50 V qui se traduisent par un signal purement sinusoïdale ($111.8 \sin \omega t$) dans le repère abc .

La figure 3.11 montre les résultats obtenus lorsque les signaux de commande sont normalisés par $\frac{V_{dc}^*}{2}$. La figure 3.11(a) illustre la tension ondulée aux bornes du condensateur DC. Les figures 3.11(b) et (c) montrent les signaux de commande et les signaux de commande normalisés qui sont purement sinusoïdales. Comme la figure 3.11(d) indique, les courants du côté AC sont fortement pollués par des harmoniques du bas rang, qui sont plus visible par l'analyse spectrale résumée au tableau 3.2.

Les résultats obtenus lorsque les signaux de commande sont normalisés par $\frac{V_{dc}}{2}$ sont illustrés à la figure 3.12. La figure 3.12(a) montre la tension ondulée aux bornes du condensateur DC, et les figures 3.12(b) et (c) indiquent les signaux de commande et les signaux de commande normalisés. Bien que les signaux de commande normalisés soient fortement pollués, les courants du côté AC sont sinusoïdales, comme illustre la figure 3.12(d) et plus précisément le tableau 3.3. Les résultats des simulations effectuées illustrent clairement l'importance du choix de stratégie de normalisation des signaux de commande lors de la génération des signaux de PWM.

3.5 Puissance réelle/imaginaire instantanée dans un système triphasé à 3-fil étant pollué par harmoniques

Dans cette section, un système triphasé déséquilibré à 3-fil dont les tensions et courants sont pollués par le k^{th} harmonique ($k = 2, 3, 4, \dots$) sera analysé. Selon la théorie des composantes symétriques, les signaux peuvent être décomposés comme suit :

$$\begin{aligned}
 v_a(t) &= V_p \cos(\omega t + \delta_{vp}) + V_n \cos(\omega t + \delta_{vn}) + V_{pk} \cos(k\omega t + \delta_{vpk}) + V_{nk} \cos(k\omega t + \delta_{vnk}) \\
 v_b(t) &= V_p \cos(\omega t + \delta_{vp} - 120) + V_n \cos(\omega t + \delta_{vn} + 120) + V_{pk} \cos(k\omega t + \delta_{vpk} - 120) \\
 &\quad + V_{nk} \cos(k\omega t + \delta_{vnk} + 120) \\
 v_c(t) &= V_p \cos(\omega t + \delta_{vp} + 120) + V_n \cos(\omega t + \delta_{vn} - 120) + V_{pk} \cos(k\omega t + \delta_{vpk} + 120) \\
 &\quad + V_{nk} \cos(k\omega t + \delta_{vnk} - 120)
 \end{aligned} \tag{3.60}$$

Tableau 3.2 L'analyse spectrale par FFT des courants du côté AC du VSC lorsque les signaux de commande sont normalisés par $(\frac{V_{dc}^*}{2})$

Fréquence (HZ)	I_{ta}	I_{tb}	I_{tc}
60	186.8	142.7	208.6
180	12.72	13.03	12.65
300	1.06	0.92	0.73
420	0.85	0.74	0.64
660	0.17	0.12	0.04
THD (%)	6.8	9.16	6.08

Tableau 3.3 L'analyse spectrale par FFT des courants du côté AC du VSC lorsque les signaux de commande sont normalisés par $\frac{V_{dc}}{2}$

Fréquence (Hz)	I_{ta}	I_{tb}	I_{tc}
60	174.6	175.8	175.3
180	1.55	1.22	0.56
300	1.29	0.61	0.73
420	1.08	0.63	0.44
660	0.45	0.58	0.19
THD (%)	1.33	0.91	0.59

$$\begin{aligned}
i_a(t) &= I_p \cos(\omega t + \delta_{ip}) + I_n \cos(\omega t + \delta_{in}) + I_{pk} \cos(k\omega t + \delta_{ipk}) + I_{nk} \cos(k\omega t + \delta_{ink}) \\
i_b(t) &= I_p \cos(\omega t + \delta_{ip} - 120) + I_n \cos(\omega t + \delta_{in} + 120) + I_{pk} \cos(k\omega t + \delta_{ipk} - 120) \\
&\quad + I_{nk} \cos(k\omega t + \delta_{ink} + 120) \\
i_c(t) &= I_p \cos(\omega t + \delta_{ip} + 120) + I_n \cos(\omega t + \delta_{in} - 120) + I_{pk} \cos(k\omega t + \delta_{ipk} + 120) \\
&\quad + I_{nk} \cos(k\omega t + \delta_{ink} - 120)
\end{aligned} \tag{3.61}$$

Pour faciliter les calculs, les tensions et courants sont exprimés sous forme des composantes symétriques :

$$\begin{aligned}
V_{\alpha\beta} &= V_p e^{j(\omega t + \delta_{vp})} + V_n e^{-j(\omega t + \delta_{vn})} + V_{pk} e^{j(k\omega t + \delta_{vpk})} + V_{nk} e^{-j(k\omega t + \delta_{vnk})} \\
I_{\alpha\beta}^* &= I_p e^{-j(\omega t + \delta_{ip})} + I_n e^{j(\omega t + \delta_{in})} + I_{pk} e^{-j(k\omega t + \delta_{ipk})} + I_{nk} e^{j(k\omega t + \delta_{ink})}
\end{aligned} \tag{3.62}$$

$$S = \frac{3}{2} V_{\alpha\beta} I_{\alpha\beta}^* \tag{3.63}$$

La substitution (3.62) dans (3.63) donne :

$$\begin{aligned}
S &= \frac{3}{2} \left\{ V_p I_p e^{j(\delta_{vp} - \delta_{ip})} + V_p I_n e^{j(2\omega t + \delta_{vp} + \delta_{in})} + V_p I_{pk} e^{j[(1-k)\omega t + \delta_{vp} - \delta_{ipk}]} + V_p I_{nk} e^{j[(1+k)\omega t + \delta_{vp} + \delta_{ink}]} \right. \\
&\quad + V_n I_p e^{-j(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip})} + V_n I_n e^{j(\delta_{in} - \delta_{vn})} + V_n I_{pk} e^{-j[(1+k)\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ipk}]} + V_n I_{nk} e^{-j[(1-k)\omega t + \delta_{vn} - \delta_{ink}]} \\
&\quad + V_{pk} I_p e^{j[(k-1)\omega t + \delta_{vpk} - \delta_{ip}]} + V_{pk} I_n e^{j[(k+1)\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{in}]} + V_{pk} I_{pk} e^{j(\delta_{vpk} - \delta_{ipk})} + V_{pk} I_{nk} e^{j(2k\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{ink})} \\
&\quad \left. + V_{nk} I_p e^{-j[(k+1)\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ip}]} + V_{nk} I_n e^{-j[(k-1)\omega t + \delta_{vnk} - \delta_{in}]} + V_{nk} I_{pk} e^{-j(2k\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ipk})} + V_{nk} I_{nk} e^{j(\delta_{ink} - \delta_{vnk})} \right\}
\end{aligned} \tag{3.64}$$

Il en déduit que les puissances instantanées réelle et imaginaire sont comme suit :

$$\begin{aligned}
P(t) = & \frac{3}{2} \{ V_p I_p \cos(\delta_{vp} - \delta_{ip}) + V_n I_n \cos(\delta_{in} - \delta_{vn}) + V_{pk} I_{pk} \cos(\delta_{vpk} - \delta_{ipk}) + V_{nk} I_{nk} \cos(\delta_{ink} - \delta_{vnk}) \\
& + V_p I_n \cos(2\omega t + \delta_{vp} + \delta_{in}) + V_n I_p \cos(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip}) \\
& + V_p I_{pk} \cos[(k-1)\omega t - \delta_{vp} + \delta_{ipk}] + V_n I_{nk} \cos[(k-1)\omega t - \delta_{vn} + \delta_{ink}] \\
& + V_{pk} I_p \cos[(k-1)\omega t + \delta_{vpk} - \delta_{ip}] + V_{nk} I_n \cos[(k-1)\omega t + \delta_{vnk} - \delta_{in}] \\
& + V_p I_{nk} \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vp} + \delta_{ink}] + V_n I_{pk} \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ipk}] \\
& + V_{pk} I_n \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{in}] + V_{nk} I_p \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ip}] \\
& + V_{pk} I_{nk} \cos(2k\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{ink}) + V_{nk} I_{pk} \cos(2k\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ipk}) \}
\end{aligned} \tag{3.65}$$

et

$$\begin{aligned}
Q(t) = & \frac{3}{2} \{ V_p I_p \sin(\delta_{vp} - \delta_{ip}) + V_n I_n \sin(\delta_{in} - \delta_{vn}) + V_{pk} I_{pk} \sin(\delta_{vpk} - \delta_{ipk}) + V_{nk} I_{nk} \sin(\delta_{ink} - \delta_{vnk}) \\
& + V_p I_n \sin(2\omega t + \delta_{vp} + \delta_{in}) - V_n I_p \sin(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip}) \\
& - V_p I_{pk} \sin[(k-1)\omega t - \delta_{vp} + \delta_{ipk}] + V_n I_{nk} \sin[(k-1)\omega t - \delta_{vn} + \delta_{ink}] \\
& + V_{pk} I_p \sin[(k-1)\omega t + \delta_{vpk} - \delta_{ip}] - V_{nk} I_n \sin[(k-1)\omega t + \delta_{vnk} - \delta_{in}] \\
& + V_p I_{nk} \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vp} + \delta_{ink}] - V_n I_{pk} \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ipk}] \\
& + V_{pk} I_n \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{in}] - V_{nk} I_p \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ip}] \\
& + V_{pk} I_{nk} \sin(2k\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{ink}) - V_{nk} I_{pk} \sin(2k\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ipk}) \}
\end{aligned} \tag{3.66}$$

Les puissances calculées soit réelle ou imaginaire comprennent les parties oscillatoires et constantes. D'ailleurs, les fréquences des composantes oscillatoires sont de 2ω , $(k-1)\omega$, $(k+1)\omega$, et $2k\omega$. Comme discuté plus tôt dans ce chapitre, l'objectif principal est d'avoir une puissance réelle et constante donc, dans les sections suivantes les conditions d'atteindre ce but seront vérifiées. Il faut bien se dire que la puissance instantanée imaginaire ne doit contenir que la composante à double-fréquence.

3.5.1 Conditions nécessaires pour éliminer les composantes à double-fréquence de $P(t)$

La composante à double-fréquence est forcée à zéro, c'est-à-dire :

$$V_p I_n \cos(2\omega t + \delta_{vp} + \delta_{in}) + V_n I_p \cos(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip}) = 0 \tag{3.67}$$

En définissant les variables suivantes, l'équation 3.67 peut s'écrire comme suit :

$$A = V_p I_n, \quad B = V_n I_p, \quad \theta = \delta_{vp} + \delta_{in}, \quad \delta = \delta_{vn} + \delta_{ip} \tag{3.68}$$

$$\begin{aligned}
& A \cos(2\omega t + \theta) + B \cos(2\omega t + \delta) \\
& = A[\cos(2\omega t) \cos \theta - \sin(2\omega t) \sin \theta] + B[\cos(2\omega t) \cos \delta - \sin(2\omega t) \sin \delta] = 0
\end{aligned} \tag{3.69}$$

L'équation (3.69) devient zéro si et seulement si :

$$\begin{cases} A \cos \theta + B \cos \delta = 0 \\ A \sin \theta + B \sin \delta = 0 \end{cases} \tag{3.70}$$

Étant donné que $A = V_p I_n > 0$, $B = V_n I_p \geq 0$, donc, dans (3.70), $\det \begin{bmatrix} \cos \theta & \cos \delta \\ \sin \theta & \sin \delta \end{bmatrix} = \cos \theta \sin \delta - \cos \delta \sin \theta = 0$ Par conséquent, $\delta - \theta = k\pi$ où, $k = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ Supposant que $k = 2l$, $l = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$, la substitution $\delta = \theta + k\pi$ dans (3.70) donne :

$$\begin{cases} (A + B) \cos \theta = 0 \\ (A + B) \sin \theta = 0 \end{cases} \tag{3.71}$$

Puisque $A + B \neq 0$, donc, $\cos \theta = \sin \theta = 0$, ce qui est impossible. Ensuite on assume que $k = 2l + 1$, $l = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots$ et on substitue $\delta = \theta + k\pi$ dans (3.70) afin d'obtenir :

$$\begin{cases} (A - B) \cos \theta = 0 \\ (A - B) \sin \theta = 0 \end{cases} \tag{3.72}$$

Ce qui est possible si et seulement si $A = B$. On peut conclure que la puissance réelle instantanée sera sans la composante à double fréquence si et seulement si :

$$\begin{aligned}
V_p I_n &= V_n I_p \\
\delta_{vp} + \delta_{in} &= (2l + 1)\pi + \delta_{vn} + \delta_{ip}, \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots
\end{aligned} \tag{3.73}$$

Il faut bien se dire que les résultats de (3.73) pourront être déduits à partir de la méthode des phaseurs. Les conditions de (3.73) sont nécessaires afin que la composante à double fréquence de la puissance réelle instantanée soit éliminée. À l'étape suivante, en imposant les conditions de (3.73) aux composantes à double fréquence, on démontra que ces composantes ne seront pas annulées. En fait, pendant que $P(t)$ est sans la composante à double fréquence, $Q(t)$ porte des composantes à double fréquence (cdf).

$$cdf \text{ de } Q(t) = V_p I_n [\sin(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip} + \pi) - \sin(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip})] = -2V_p I_n \sin(2\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ip}) \tag{3.74}$$

3.5.2 Conditions nécessaires pour éliminer les composantes résultant des harmoniques de $Q(t)$

Les composantes de $(2k)^{\text{ème}}$ harmoniques dans $P(t)$ disparaissent si :

$$V_{pk}I_{nk} \cos(2k\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{ink}) + V_{nk}I_{pk} \cos(2k\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ipk}) = 0 \quad (3.75)$$

qui donne les conditions suivantes :

$$V_{pk}I_{nk} = V_{nk}I_{pk}, \text{ et } \delta_{vpk} + \delta_{ink} = (2l + 1)\pi + \delta_{vnk} + \delta_{ipk}, \quad l = 0, \pm 1, \pm 2, \pm 3, \dots \quad (3.76)$$

En appliquant les conditions données dans (3.76) à (3.66), la $(2k)^{\text{ème}}$ composante d'harmonique de $Q(t)$ sera obtenue comme suit :

$$(2k)^{\text{ème}} \text{ harmonique de } Q(t) = 2V_{pk}I_{nk} \sin(2k\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{ink}) \quad (3.77)$$

L'équation (3.77) est égale à zéro si et seulement si $V_{pk}I_{nk} = 0$, et ainsi, selon (3.76) $V_{nk}I_{pk} = 0$. Afin de vérifier les conditions d'abolition des harmoniques, les quatre cas suivants seront tenus en compte :

(I) $I_{pk} = I_{nk} = 0$: Dans ce cas-ci, la composante variant dans le temps de la puissance réelle instantanée $\tilde{p}(t)$ devient :

$$\begin{aligned} \tilde{p}(t) = & V_{pk}I_p \cos[(k-1)\omega t + \delta_{vpk} - \delta_{ip}] + V_{nk}I_n \cos[(k-1)\omega t + \delta_{vnk} - \delta_{in}] \\ & + V_{pk}I_n \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{in}] + V_{nk}I_p \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ip}] \end{aligned} \quad (3.78)$$

En plus, les $(k-1)^{\text{ème}}$ et $(k+1)^{\text{ème}}$ composantes d'harmonique de la puissance imaginaire instantanée sont :

$$\begin{aligned} \tilde{q}(t) = & V_{pk}I_p \sin[(k-1)\omega t + \delta_{vpk} - \delta_{ip}] - V_{nk}I_n \sin[(k-1)\omega t + \delta_{vnk} - \delta_{in}] \\ & + V_{pk}I_n \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{in}] - V_{nk}I_p \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ip}] \end{aligned} \quad (3.79)$$

En vue d'éliminer $\tilde{p}(t)$ et $\tilde{q}(t)$, il faut imposer la condition $V_{pk} = V_{nk} = 0$.

(II) $V_{pk} = V_{nk} = 0$: Conséquemment, les composantes oscillatoires des puissances instantanées réelle ou imaginaire, c'est-à-dire, $\tilde{p}(t)$ et $\tilde{q}(t)$, deviennent respectivement :

$$\begin{aligned} \tilde{p}(t) = & V_p I_{pk} \cos[(k-1)\omega t - \delta_{vp} + \delta_{ipk}] + V_n I_{nk} \cos[(k-1)\omega t - \delta_{vn} + \delta_{ink}] \\ & + V_p I_{nk} \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vp} + \delta_{ink}] + V_n I_{pk} \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ipk}] \end{aligned} \quad (3.80)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{q}(t) = & -V_p I_{pk} \sin[(k-1)\omega t - \delta_{vp} + \delta_{ipk}] + V_n I_{nk} \sin[(k-1)\omega t - \delta_{vn} + \delta_{ink}] \\
& + V_p I_{nk} \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vp} + \delta_{ink}] - V_n I_{pk} \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ipk}]
\end{aligned} \quad (3.81)$$

Donc, $\tilde{p}(t) = 0$ and $\tilde{q}(t) = 0$ si et seulement si $I_{pk} = I_{nk} = 0$. Cela en déduit les résultats de la section (a).

(III) $V_{pk} = I_{pk} = 0$: Dans ce cas-ci, $\tilde{p}(t)$ et $\tilde{q}(t)$, deviennent respectivement :

$$\begin{aligned}
\tilde{p}(t) = & V_n I_{nk} \cos[(k-1)\omega t - \delta_{vn} + \delta_{ink}] + V_{nk} I_n \cos[(k-1)\omega t + \delta_{vnk} - \delta_{in}] \\
& + V_p I_{nk} \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vp} + \delta_{ink}] + V_{nk} I_p \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ip}]
\end{aligned} \quad (3.82)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{q}(t) = & V_n I_{nk} \sin[(k-1)\omega t - \delta_{vn} + \delta_{ink}] - V_{nk} I_n \sin[(k-1)\omega t + \delta_{vnk} - \delta_{in}] \\
& + V_p I_{nk} \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vp} + \delta_{ink}] - V_{nk} I_p \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vnk} + \delta_{ip}]
\end{aligned} \quad (3.83)$$

Donc, les harmoniques de $\tilde{p}(t)$ et $\tilde{q}(t)$ s'annule si et seulement si :

$$V_{nk} = I_{nk} = 0 \quad (3.84)$$

(IV) $I_{nk} = V_{nk} = 0$: les harmoniques de $\tilde{p}(t)$ et $\tilde{q}(t)$ sont :

$$\begin{aligned}
\tilde{p}(t) = & V_p I_{pk} \cos[(k-1)\omega t - \delta_{vp} + \delta_{ipk}] + V_{pk} I_p \cos[(k-1)\omega t + \delta_{vpk} - \delta_{ip}] \\
& + V_n I_{pk} \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ipk}] + V_{pk} I_n \cos[(k+1)\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{in}]
\end{aligned} \quad (3.85)$$

$$\begin{aligned}
\tilde{q}(t) = & -V_p I_{pk} \sin[(k-1)\omega t - \delta_{vp} + \delta_{ipk}] + V_{pk} I_p \sin[(k-1)\omega t + \delta_{vpk} - \delta_{ip}] \\
& - V_n I_{pk} \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vn} + \delta_{ipk}] + V_{pk} I_n \sin[(k+1)\omega t + \delta_{vpk} + \delta_{in}]
\end{aligned} \quad (3.86)$$

Par conséquent, comme dans les cas précédents, les harmoniques de $\tilde{p}(t)$ et $\tilde{q}(t)$ seront abolis si et seulement si :

$$V_{pk} = I_{pk} = 0 \quad (3.87)$$

Discussion V : Un système de commande qui est en mesure de contrôler les puissances réelle ou imaginaire instantanées de telle façon que $P(t)$ soit constante (DC) et $Q(t)$ oscille à double fréquence, garantit des courants sans aucun harmonique sur le côté AC. Donc, on peut définir les sorties du système de l'unité DG de la figure 3.4 comme $y = [y_1 \ y_2]^T = [Q(t) \ V_{dc}^2(t)]^T = \left[\frac{3}{2}(-u_1 x_2 + u_2 x_1) \ x_3\right]^T$ qui est un système non-linéaire dont la conception de système de commande est hors de portée de ce mémoire. Pourtant le problème posé et formulé en Section 3.5 reste ouvert

pour des travaux futurs.

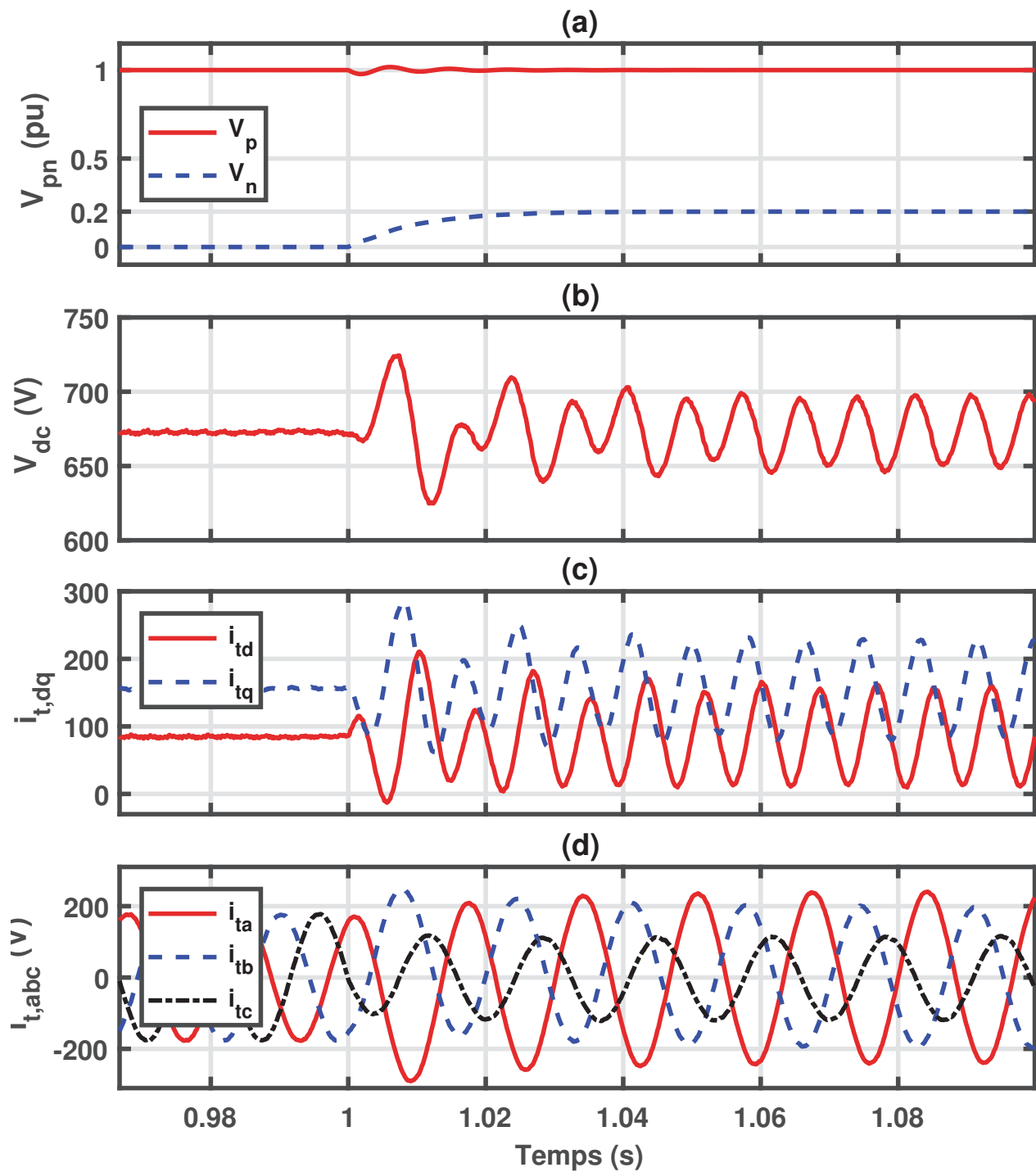


Figure 3.5 Résultats des simulations du système de la figure 3.4 en boucle ouverte : (a) composantes des séquences directe et inverse des tensions du réseau, (b) tension à la barre DC, (c) Tensions à la sortie du convertisseur dans le repère dq , (d) courants du côté AC du convertisseur VSC

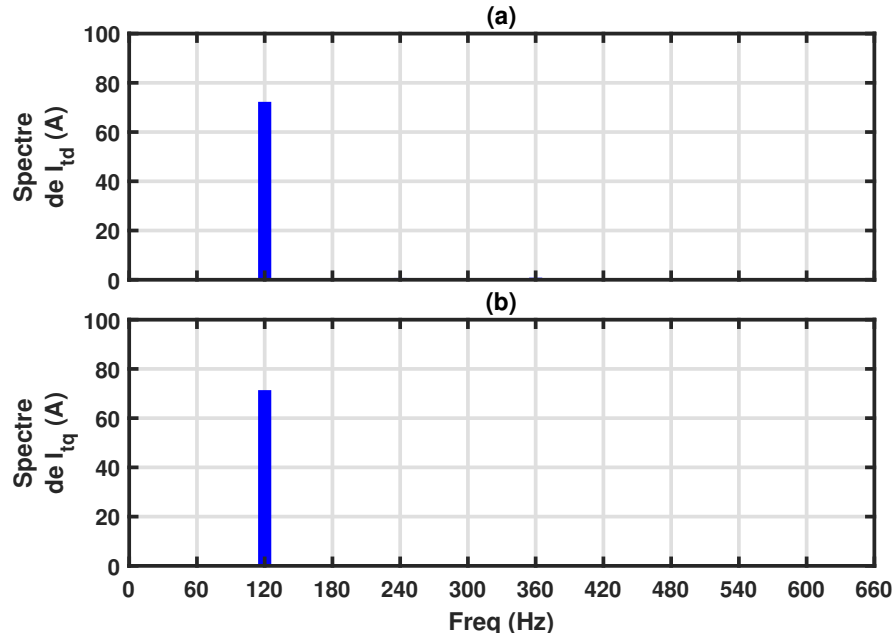


Figure 3.6 Analyse spectrale par FFT des courants du convertisseur VSC dans le repère dq , i_{td} et i_{tq}

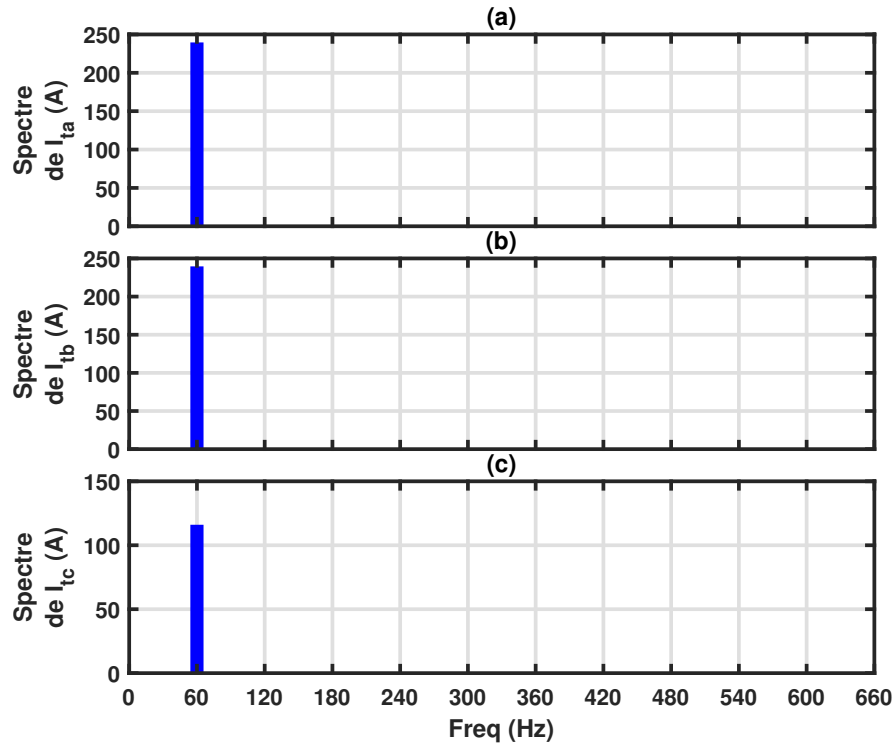


Figure 3.7 L'analyse spectrale des courants du côté AC du convertisseur VSC, i_{ta} , i_{tb} , i_{tc}

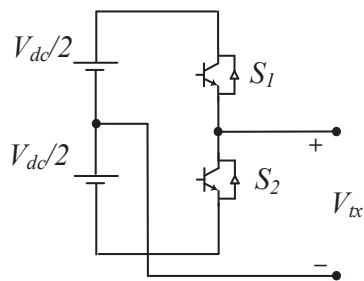
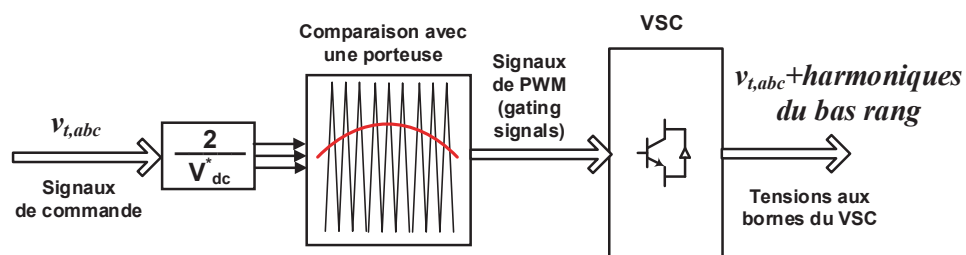
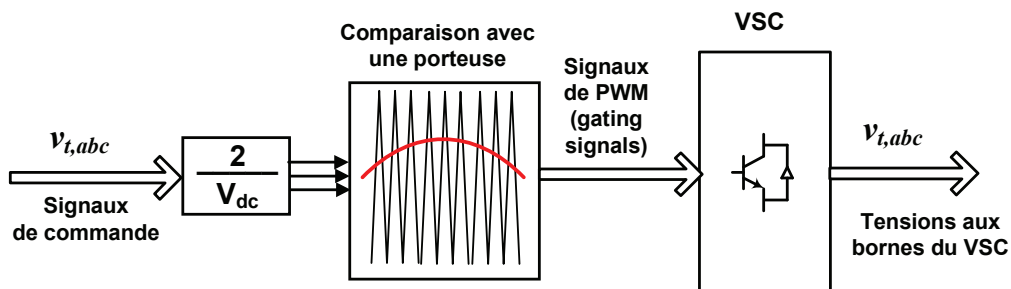


Figure 3.8 Une phase du convertisseur VSC

Figure 3.9 La stratégie de la modulation PWM lorsque le signal de commande est normalisé par (V_{dc}^*) Figure 3.10 La stratégie de la modulation PWM lorsque le signal de commande est normalisé par (V_{dc})

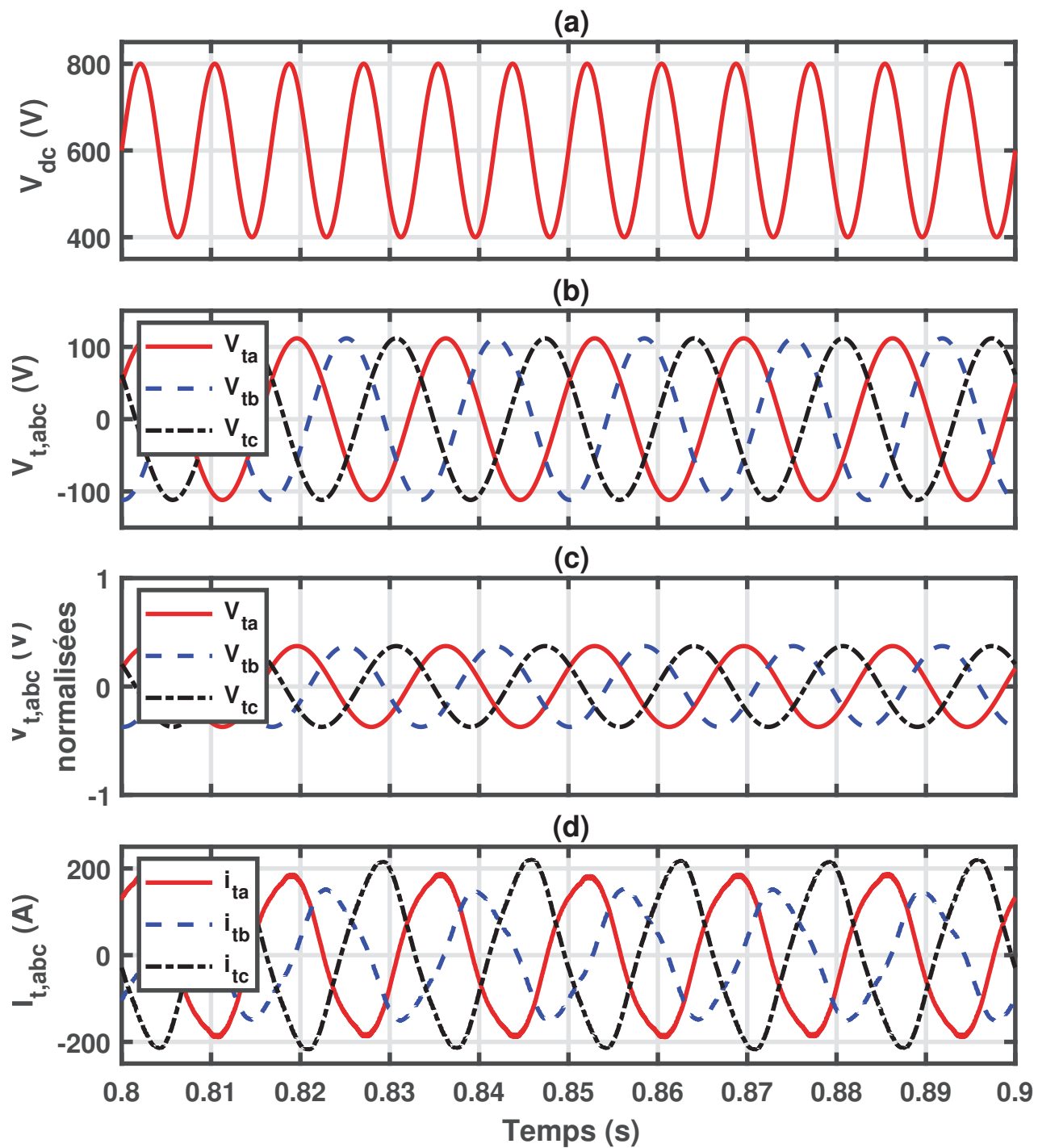


Figure 3.11 Résultats des simulations lorsque les signaux de commande sont normalisés par $\frac{V_{dc}^*}{2}$: (a) tension aux bornes du condensateur DC, (b) signaux de commande, (c) tensions normalisées dans le convertisseur VSC, et (d) courants alternatifs à sortie du convertisseur VSC

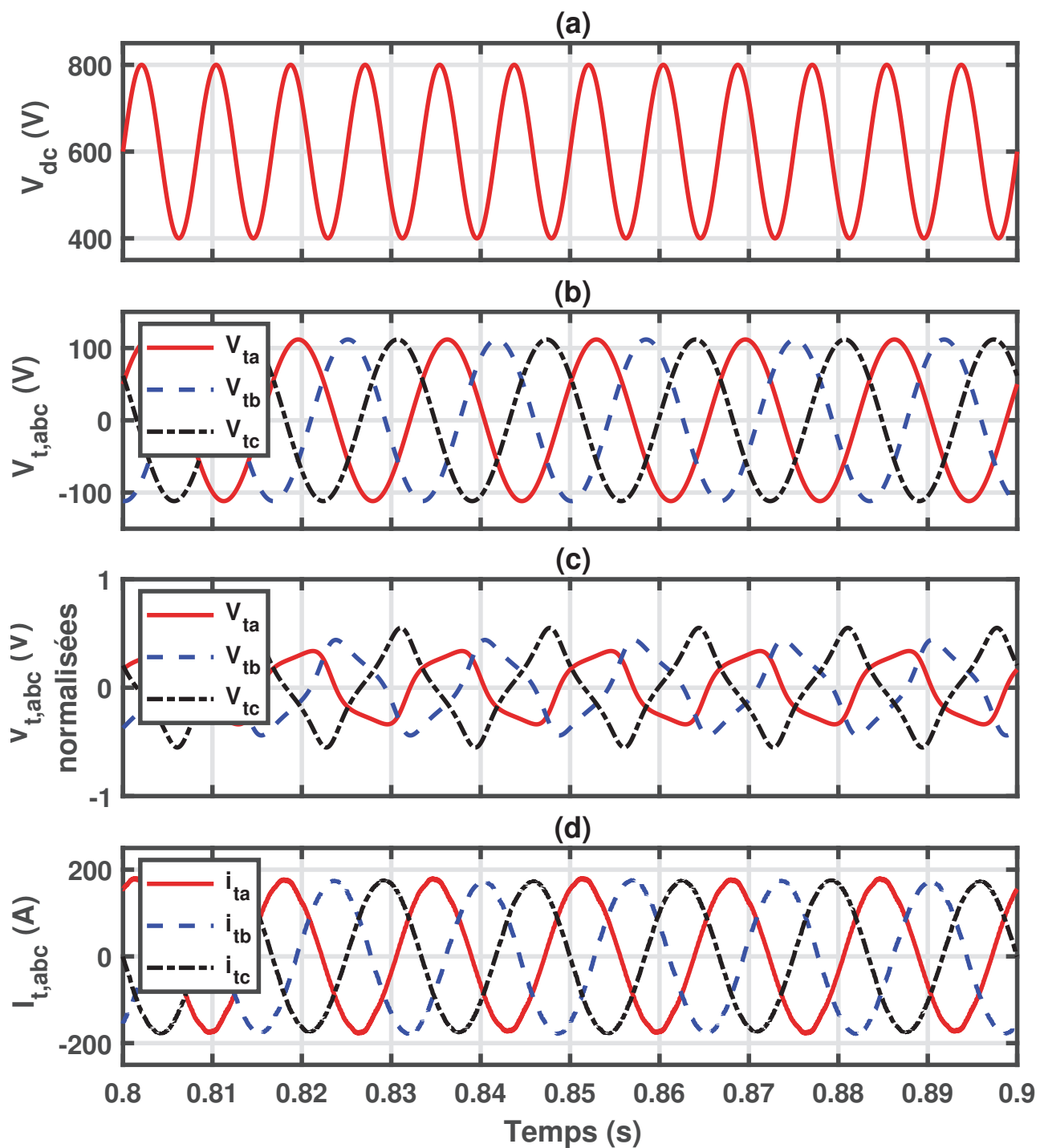


Figure 3.12 Résultats des simulations EMTP-RV lorsque les signaux de commande sont normalisés par $\frac{V_{dc}}{2}$: (a) tension aux bornes du condensateur DC, (b) signaux de commande, (c) tensions normalisées dans le convertisseur VSC, et (d) courants alternatifs à la sortie du convertisseur VSC

CHAPITRE 4 AMÉLIORATION DE LA QUALITÉ DE L'ONDE À L'AIDE DU SYSTÈME DE COMMANDE

4.1 Introduction

Ce chapitre aborde, en premier lieu, l'analyse du modèle déjà obtenu pour l'unité DG du Chapitre 3 et il sera démontré que le modèle linéaire de ce système est commandable, observable et stable en boucle ouverte. En outre, on montre que le système n'a aucun zéro dans le demi-plan droit du plan complexe et par la suite, il est à déphasage minimal. Ensuite, on concevra un système de commande pour le modèle linéarisé de l'unité DG. Le contrôleur conçu dont la stratégie est basée sur la stratégie de multi-boucles ayant été utilisé largement dans la littérature. À l'étape suivante, la performance du système proposé sera validée avec les pires conditions du déséquilibre du réseau. Les résultats des simulations illustrent clairement l'avantage de notre système proposé envers le système de commande utilisé largement dans la littérature.

4.2 Analyse du système en boucle ouverte

Dans le but de concevoir un système de commande, avant tout il faut vérifier si le système en boucle ouverte (processus) possède des propriétés comme commandabilité, observabilité et stabilité. Dans cette section, ces propriétés seront vérifiées. En inspectant le système de l'équation (3.47), on constate que sa troisième équation contenant le terme $u_1x_1 + u_2x_2 = \frac{2}{3}P_{VSC}$ rend le système non-linéaire. Mais, en négligeant la perte dans la résistance du filtre R_t , et en tenant compte du fait que l'inductance (L_t) n'absorbe aucune puissance réelle en régime permanent, le terme $u_1x_1 + u_2x_2$ peut être remplacé par $w_1x_1 + w_2x_2$. Autrement dit, la puissance fournie par le convertisseur VSC est la même absorbée par le réseau, $P_{VSC} = P_{réseau}$. En outre, pour un réseau pas trop déséquilibré et comme l'angle de la tension du réseau (au PCC) est utilisé pour les transformés $abc/dq/abc$, on peut assumer que $w_1 \simeq V_s$ et $w_2 \simeq 0$, où V_s est la magnitude de la tension phase-terre du réseau (PCC). Conséquemment, en remplaçant $u_1x_1 + u_2x_2$ par V_sx_1 , le modèle du système devient linéaire comme exprimé ci-dessous :

$$\begin{aligned}\dot{x}_p(t) &= A_px_p + B_pu + Ew \\ y &= C_px_p\end{aligned}\tag{4.1}$$

dans laquelle $x_p = [x_1 \ x_2 \ x_3]^T$ et

$$\begin{aligned} A_p &= \begin{bmatrix} -\frac{R_t}{L_t} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R_t}{L_t} & 0 \\ -\frac{3}{C}V_s & 0 & -\frac{2}{RC} \end{bmatrix}, \quad B_p = \frac{1}{L_t} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ C_p &= \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad E = \text{diag}\left(-\frac{1}{L_t}, -\frac{1}{L_t}, \frac{2}{C}\right). \end{aligned} \quad (4.2)$$

4.2.1 Propriétés du modèle linéaire du système

- (a) **Commandabilité** : Le système de l'équation (4.1) est commandable parce que la matrice de commandabilité suivante est de rang plein ligne pour tous les paramètres du système.

$$M_c = [B_p \ A_p B_p] = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_t} & 0 & -\frac{R_t}{L_t^2} & \frac{\omega}{L_t} \\ 0 & \frac{1}{L_t} & -\frac{\omega}{L_t} & -\frac{R_t}{L_t^2} \\ 0 & 0 & -\frac{3V_s}{C L_t} & 0 \end{bmatrix} \quad (4.3)$$

- (b) **Observabilité** : Le système de l'équation (4.1) est observable puisque la matrice d'observabilité suivante est de rang plein colonne pour tous ses paramètres.

$$M_o = \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \\ -\omega & -\frac{R_t}{L_t} & 0 \\ -\frac{3V_s}{C} & 0 & -\frac{2}{CR} \end{bmatrix} \quad (4.4)$$

- (c) **Stabilité** : Le système en boucle ouverte (4.1) est stable par la raison que les valeurs propres de la matrice A_p calculées ci-après sont toutes dans le demi-plan gauche du plan complexe.

$$\det(sI - A_p) = 0 \quad (4.5)$$

Donc, les valeurs propres sont :

$$s_{1,2} = -\frac{R_t}{L_t} \pm j\omega, \quad s_3 = -\frac{2}{RC} \quad (4.6)$$

- (d) **Zéros du système** : Les zéros du systèmes sont les racines du polynôme suivant :

$$\det \begin{bmatrix} A_p - sI & B_p \\ C_p & D_p \end{bmatrix} = -\frac{3V_s}{C L_t^2} \quad (4.7)$$

Donc, ce système n'a aucun zéro.

4.3 Conception du système de commande

La conception du système de commande se fait à partir des équations (3.47) et les valeurs et paramètres utilisés pour ce système se trouvent au tableau 4.1. Il est à noter que dans le but d'avoir une performance fiable et aussi afin de synchroniser l'unité DG avec le réseau même dans les pires conditions du déséquilibre du réseau, l'UTSP proposé par [22] est utilisé. L'UTSP est une PLL triphasée qui est capable d'extraire les paramètres et les phaseurs d'un signal triphasé, même fortement déséquilibré et perturbé.

Tableau 4.1 Paramètres du système d'étude de la Figure 3.4

Quantité	Valeur	Commentaire
R_t	50 m Ω	Résistance du filtre du convertisseur VSC
L_t	2 mH	Inductance du filtre du convertisseur VSC
S	20 kVA	Puissance nominale du convertisseur VSC
f_{sw}	10 kHz	Fréquence de porteuse du PWM
V_{dc}	600 V	Tension à la barre DC
C	1000 μ F	Condensateur du côté DC
R	10 k Ω	Résistance à la barre DC
R_s	25 m Ω	Résistance du réseau
L_s	1 mH	Inductance du réseau
f	60 Hz	fréquence nominale du réseau
V_s	208 V (rms)	Tension nominale entre deux phases du réseau

4.3.1 Système de commande proposé

Le système de commande proposé est composé de deux boucles. La première se compose de deux sous-systèmes pour contrôler les courants actif et réactif, I_{td} et I_{tq} . Le sous-système qui contrôle le courant réactif est découplé de celui du courant actif. Celui qui contrôle le courant actif est appelé la boucle interne. La deuxième boucle qui contrôle la tension V_{dc} est aussi appelée la boucle externe. La sortie du système de commande de cette boucle est le signal de référence de la boucle interne. À la figure 4.1, un schéma-bloc du système de commande est montré. En haut, les boucles de contrôle de la tension V_{dc} (boucle externe) et du courant actif i_{td} , et en bas, la boucle de contrôle du courant réactif sont illustrées. La sortie du contrôleur de la tension V_{dc} est le signal de référence ($i_{td,ref}$) pour la boucle interne. La sortie de la boucle interne (i_{td}) agit comme l'entrée (commande) pour le système de contrôle de la tension V_{dc} . Il est à noter que la fonction de transfert de $i_{td,ref}$ à i_{td} est assumée presque un.

Tout d'abord, on procède à concevoir la boucle interne (commande du courant actif) et le système de commande du courant réactif. Pour ce faire, les deux premières équations de (3.47) se récrivent

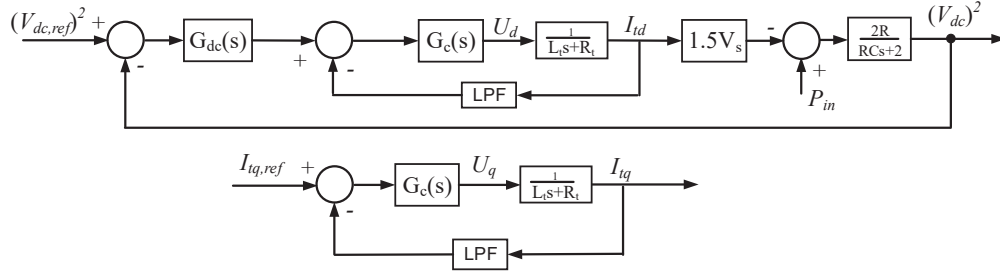


Figure 4.1 Schéma-bloc du système de commande en multi-boucles

comme suivantes :

$$\begin{aligned} L_t \frac{di_{td}}{dt} + R_t i_{td} &= L_t \omega i_{tq} + v_{td} - v_{sd} \\ L_t \frac{di_{tq}}{dt} + R_t i_{tq} &= -L_t \omega i_{td} + v_{tq} - v_{sq} \end{aligned} \quad (4.8)$$

En définissant $u_d = L_t \omega i_{tq} + v_{td} - v_{sd}$ et $u_q = -L_t \omega i_{td} + v_{tq} - v_{sq}$ comme les variables de commande intermédiaires, on en déduit deux systèmes identiques et découplés.

$$\begin{aligned} L_t \frac{di_{td}}{dt} + R_t i_{td} &= u_d \\ L_t \frac{di_{tq}}{dt} + R_t i_{tq} &= u_q \end{aligned} \quad (4.9)$$

L'équation de (4.9) dans le domaine de Laplace devient :

$$\begin{aligned} (L_t s + R_t) I_{td}(s) &= U_d(s) \\ (L_t s + R_t) I_{tq}(s) &= U_q(s) \end{aligned} \quad (4.10)$$

Donc, ses fonctions de transfert sont :

$$\begin{aligned} G_d(s) &= \frac{I_{td}(s)}{U_d(s)} = \frac{1}{L_t s + R_t} \\ G_q(s) &= \frac{I_{tq}(s)}{U_q(s)} = \frac{1}{L_t s + R_t} \end{aligned} \quad (4.11)$$

L'équation (4.11) est en effet la fonction de transfert ou le processus des boucles de courant. Les signaux des courants actif et réactif, i_{td} et i_{tq} , sont du type échelon. Donc, un contrôleur PI est utilisé pour éliminer l'erreur en régime permanent. De plus, un filtre LPF est inclut en chemin de rétroaction pour éliminer les harmoniques à haute fréquence des courants dus à la commutation. Ici, le LPF est un filtre du premier degré dont la fonction de transfert est $H(s) = \frac{1000}{s + 1000}$. La boucle de courant devrait être très vite en comparaison avec celle de tension. D'habitude, la constante du temps de la boucle interne est choisie 2.0 ms. Pour atteindre cet objectif, le zéro du PI se place sur

le pôle du processus. Donc, la fonction de transfert du contrôleur PI est $G_c(s) = \frac{K_p(s + \frac{R_t}{L_t})}{s}$. Le gain K_p est calculé à l'aide de la commande *sisotool* du logiciel MATLAB afin d'obtenir une marge de phase de 60 degré qui garantit la robustesse du système en boucle fermée. Pour les paramètres du système donnés au tableau 4.1, le contrôleur PI est obtenu comme :

$$G_c(s) = \frac{1.3(s + 25)}{s} \quad (4.12)$$

Le lieu des racines, et le diagramme de Bode comportant les caractéristiques du système de commande de courants en boucle fermée sont illustrés à la figure 4.2.

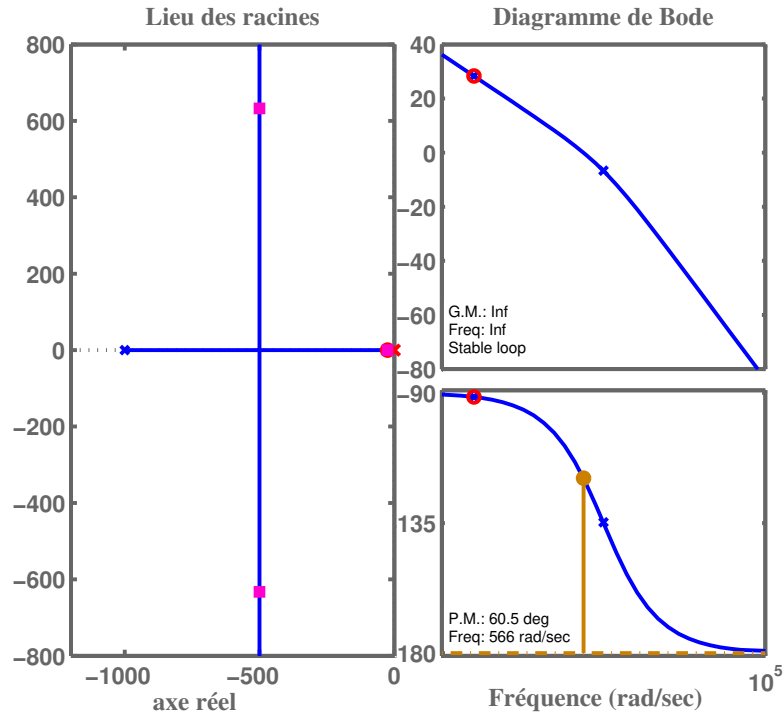


Figure 4.2 Conception de la boucle de courants, (gauche) lieu des racines, (droite) diagramme de Bode

Dans le but de concevoir le contrôleur pour la boucle de tension, la 3^e équation de (3.47) étant linéarisée plutôt dans ce chapitre pourrait s'écrire de façon suivante :

$$RC\dot{x}_3 + 2x_3 = -V_s R x_1 + 2R P_{in} \quad (4.13)$$

ou $x_3(t) = V_{dc}^2(t)$ et $x_1(t) = i_{td}(t)$. Et dans le domaine de Laplace :

$$X_3(s) = \frac{-RV_s X_1(s)}{RCs + 2} + \frac{2R}{RCs + 2} P_{in}(s) \quad (4.14)$$

Dans l'équation (4.14), X_1 est l'entrée du système, X_3 est la sortie du système et P_{in} agit comme le signal de perturbation. Dans le but de concevoir un contrôleur afin de réguler x_3 (ou V_{dc}), la fonction de transfert de l'entrée à la sortie sans prendre en compte P_{in} , c'est-à-dire, $\frac{X_3}{X_1}|_{P_{in}=0}$ est obtenue.

$$\frac{X_3}{X_1}|_{P_{in}=0} = \frac{-RV_s}{RCs + 2} \quad (4.15)$$

Puisque $x_3(t)$ et P_{in} sont du type échelon, un contrôleur PI peut répondre aux principaux critères qui sont le suivi de la tension à la barre DC sans erreur en régime permanent et le rejet complet de la perturbation P_{in} . À l'aide de la commande *sisotool* du MATLAB, et afin d'obtenir une constante du temps plus élevée que celle de la boucle interne (soit 5-10 fois de plus), et une marge de phase vers 60 degré, le contrôleur est conçu comme ci-dessous :

$$G_{dc}(s) = \frac{-0.0003(s + 67)}{s} \quad (4.16)$$

Les caractéristiques du contrôleur conçu, le lieu des racines et le diagramme de Bode sont illustrés à la figure 4.3.

À la figure 4.4, l'implémentation du système de commande est illustrée. L'implémentation se fait à l'aide d'un système de commande décomposé en deux sous-systèmes. Le premier a pour l'objectif de contrôler la tension V_{dc} et le deuxième s'occupe des boucles de courant. La transformation entre les repères dq et abc et l'inverse s'effectue deux fois. D'abord les courants dans le repère abc passent au repère dq . L'angle θ est mesuré au PCC par une PLL avancée qui est discuté en détails en [56]. À l'aide du bloc "decoupling" à la figure 4.4, les boucles de courant sont découplées. Ainsi, ce bloc convertit les signaux de commande intermédiaires en signaux de commande finaux. Les signaux de commande finaux passent au repère abc afin d'être comparés par une porteuse dans le but de générer les signaux de PWM qui vont déclencher le convertisseur VSC.

4.4 Résultats de simulation

Les résultats qui seront illustrés et discutés dans cette section ont été obtenus à partir des simulations dans EMTP-RV. L'objectif est bien de vérifier la performance des contrôleurs conçus plutôt dans ce chapitre lors des différents niveaux du déséquilibre du réseau ($\delta = 5\%$, 10% et 40%). En plus de ces résultats, une analyse spectrale par FFT sera effectuée afin de mieux étudier les harmoniques parus sur les courants du côté AC du convertisseur VSC à cause de déséquilibre du réseau.

Initialement, le système opère en mode équilibré jusqu'à $t = 1.2$ s où un déséquilibre de 40% est imposé qui est le pire des cas. Ce niveau élevé de déséquilibre ne survient pas en réalité et c'est particulièrement pour mieux visualiser les harmoniques des courants et ainsi, la performance du système de commande sera mieux étudiée. Les figures 4.5 et 4.6 illustrent les résultats des simulations en régime transitoire et permanent. Les résultats montrés à la figure 4.5 sont avant le

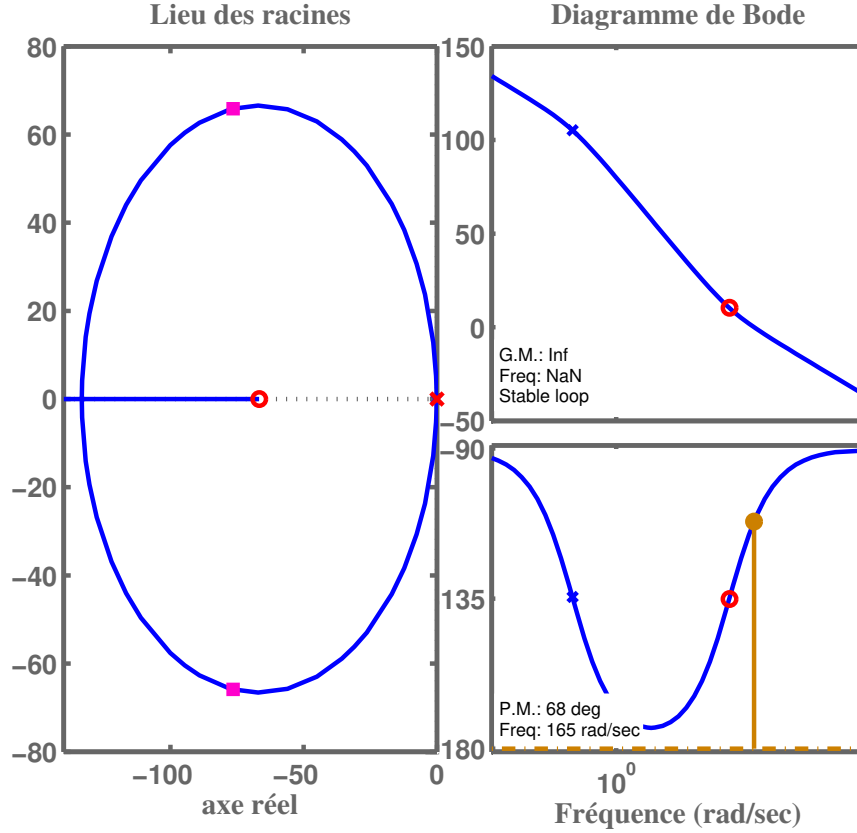


Figure 4.3 Conception de la boucle de tension à la barre DC, (gauche) lieu des racines, (droite) diagramme de Bode

déséquilibre du réseau et illustre la réponse transitoire du système de commande. La figure 4.5(a) illustre la tension à la barre DC qui est de 600 V et à $t = 0.4$ s et $t = 0.8$ s il y a deux changements de niveau de tension par le système de commande pour vérifier l'aptitude de suivi du contrôleur. En fait, il n'y pas d'ondulation de tension DC puisque le réseau est équilibré.

En outre, à $t = 1$ s, un changement du courant réactif (i_{tq}) a été effectué, figures 4.5(b). Les courants actif et réactif (i_{tdq}) qui n'ont aucune d'ondulation sont montrés à la figure 4.5(b). Les tensions du convertisseur VSC dans le repère dq à la figure 4.5(c) sont constantes et v_{tdq} suivent chaque petit changement dans les courants i_{tdq} . À la fin, les puissances instantanées réelle et imaginaire sont illustrées à la figure 4.5(d). Il est à noter que les ondulations à haute fréquence sont dues à la commutation du convertisseur et elles sont inévitables, plus la technologie du convertisseur est récente, on aurait moins d'ondulations dues à la commutation.

À la figure 4.6, les résultats des simulations en régime permanent sont illustrés. Les tensions du réseau à la figure 4.6(a) montrent que le réseau devient déséquilibré à $t = 1.2$ s. Le niveau de déséquilibre du réseau ($\delta = 40\%$) est indiqué à la figure 4.6(b). La tension aux bornes du condensateur

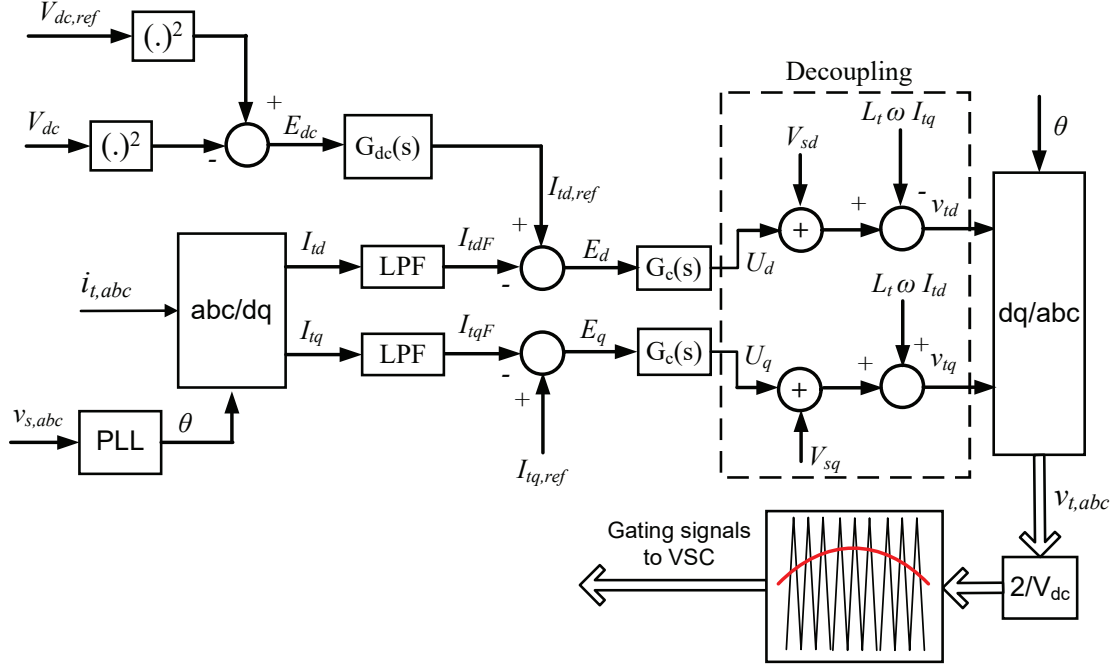


Figure 4.4 Structure du système de commande en multi-boucles

DC (V_{dc}) à la figure 4.6(c) devient ondulée à $t = 1.2s$ et oscille à 120 Hz (l'analyse spectrale par FFT de la figure 4.7). Les courants AC à la sortie du convertisseur VSC (I_{tabc}) se trouvent à la figure 4.6(d). Au tableau 4.2 se trouvent les résultats d'une analyse spectrale des courants AC du convertisseur VSC par FFT. Le THD pour chaque niveau de déséquilibre est calculé.

À la figure 4.7 les harmoniques de la tension à barre DC sont illustrés. En plus de l'harmonique du 2^e rang, ceux du 4^e et 6^e sont présents, ce qui a été déjà indiqué par l'équation (3.42) au chapitre 3.

Tableau 4.2 L'analyse spectrale par FFT des courants AC du VSC illustrés à la figure 3.4

$\delta\%$	5			10			40		
Fréquence (Hz)	I_{ta}	I_{tb}	I_{tc}	I_{ta}	I_{tb}	I_{tc}	I_{ta}	I_{tb}	I_{tc}
60	33.4	44.8	42.67	27.25	52.79	47.4	21.98	108.7	86.84
180	0.57	0.89	0.46	1.54	1.47	1.58	5.91	6.07	5.20
300	0.27	0.25	0.38	0.07	0.15	0.08	0.4	0.54	0.14
420	0.018	0.02	0.02	0.01	0.009	0.015	0.02	0.02	0.02
660	0.01	0.01	0.01	0.01	0.009	0.007	0.03	0.02	0.03
THD (%)	1.88	2.06	1.39	5.65	2.79	3.35	26.95	5.60	5.99

4.5 Résumé

Dans ce chapitre, en premier lieu, le modèle non-linéaire du système étant présenté au chapitre 3 a été linéarisé et ensuite ses propriétés comme l'observabilité, commandabilité et stabilité en boucle ouverte ont été étudiées. À l'étape suivante, un contrôleur a été conçu à l'aide de la stratégie des systèmes de commande en multi-boucles. Le système de commande conçu étant robuste, même dans les pires conditions du déséquilibre du réseau, est capable de mitiger les harmoniques et diminuer le THD des courants de façon significative. Dans ce chapitre, l'analyse de la puissance instantanée effectuée au chapitre 3 est illustrée à l'aide des simulations EMTP-RV.

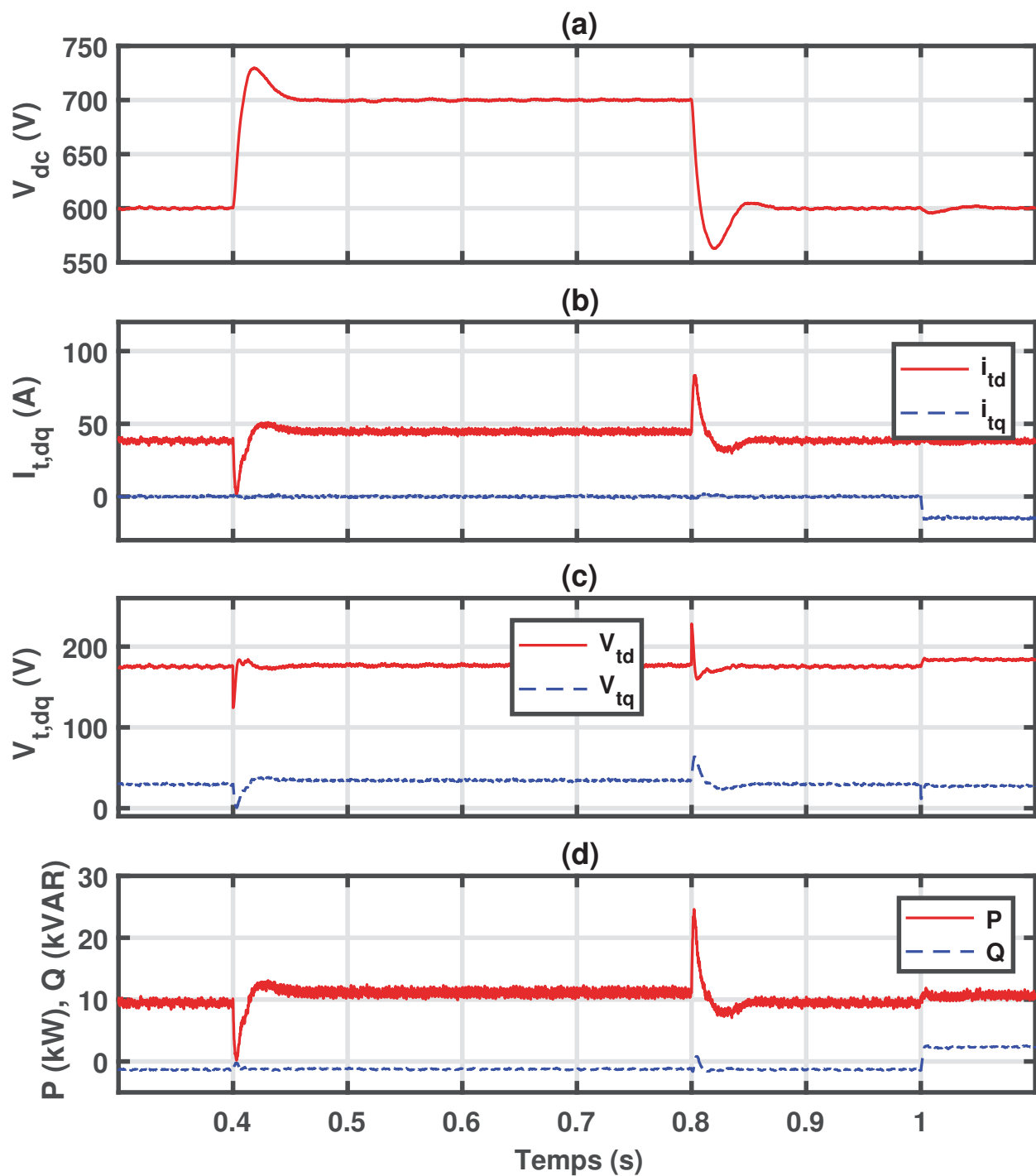


Figure 4.5 Résultats des simulations en régime transitoire avant le déséquilibre du réseau : (a) la tension aux bornes du condensateur DC, (V_{dc}), (b) les courants du convertisseur VSC dans le repère dq , ($i_{t,dq}$), (c) les tensions du convertisseur VSC dans le repère dq , ($v_{t,dq}$), (d) les puissances réelle et imaginaire à la sortie du convertisseur VSC, $P(t)$ et $Q(t)$

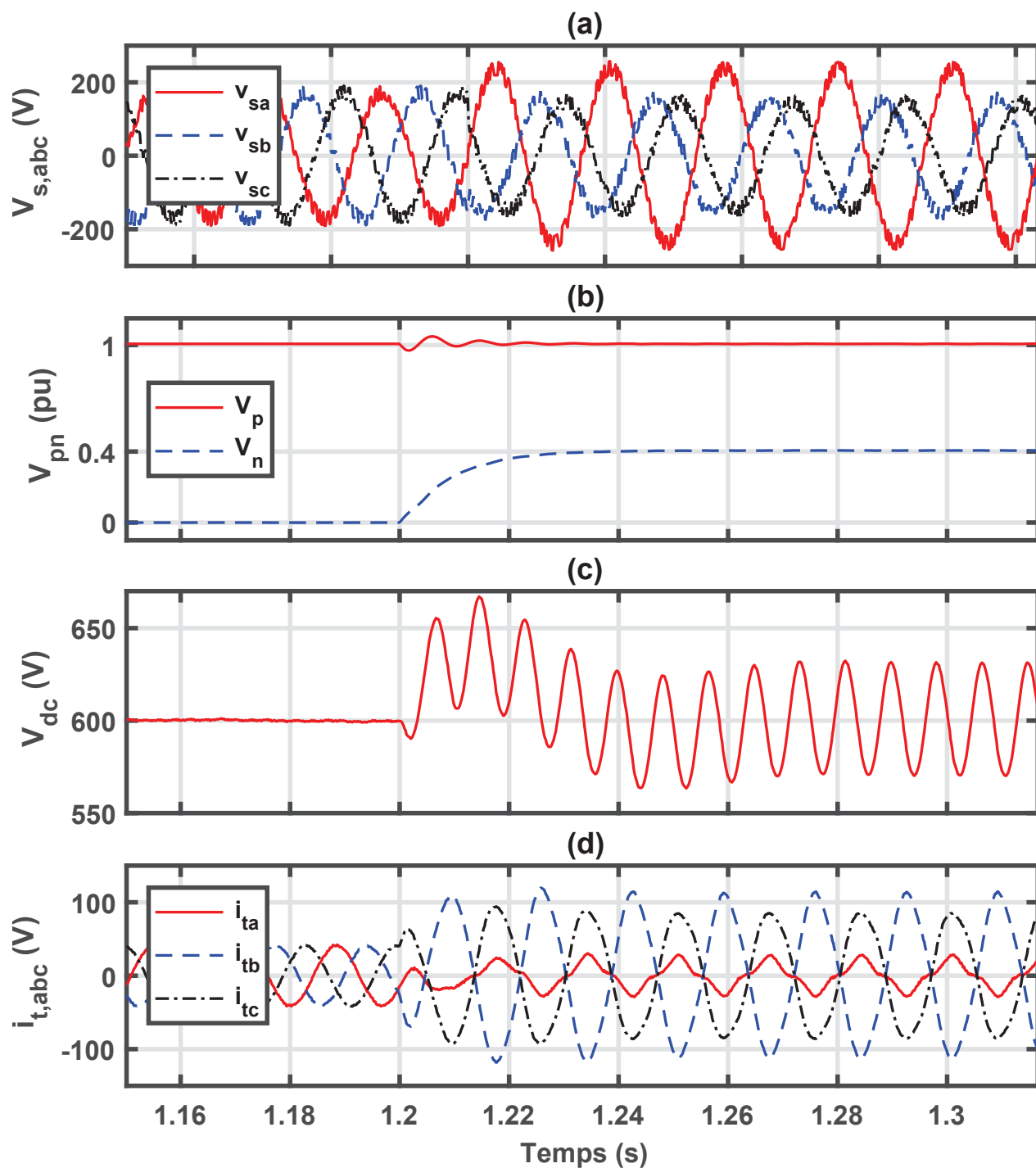


Figure 4.6 Résultats des simulations en régime permanent avant et après le déséquilibre du réseau : (a) les tensions du réseau ($V_{s,abc}$), (b) les séquences directe et inverse de la tension du réseau (V_{pn}), (c) la tension aux bornes du condensateur DC (V_{dc}), (d) les courants du convertisseur VSC ($I_{t,abc}$)

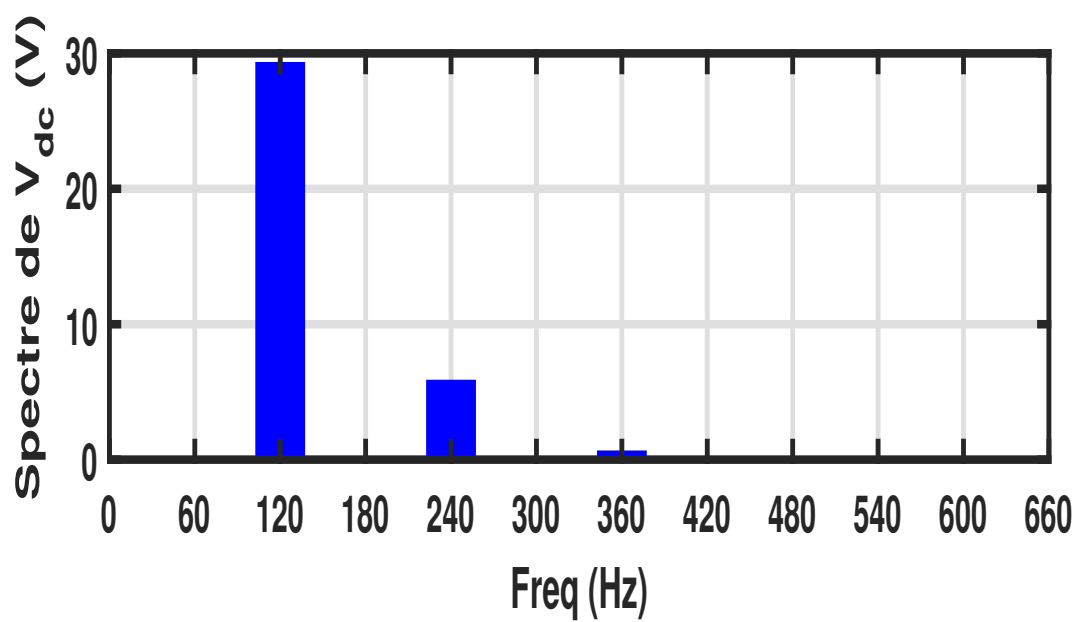


Figure 4.7 Analyse spectrale de la tension aux bornes du condensateur DC lors du déséquilibre de 40 %

CHAPITRE 5 CONCLUSION

Le réseau auquel l'unité DG est connectée est déséquilibré à cause de longues lignes de transmission, des charges monophasées et etc. Ce déséquilibre de tension dans les réseaux de distribution influence les convertisseurs de puissance qui sont largement utilisés dans les unités DG. La performance des convertisseurs VSC lorsque le réseau est déséquilibré se dégrade. Ils injectent des harmoniques déséquilibrés au réseau, ce qui fait en sorte que la qualité de l'onde se détériore. Ces harmoniques augmentent les pertes dans les réseaux électriques et entraînent plusieurs autres problèmes dont le mauvais fonctionnement des relais de protection.

La première étape, après une revue approfondie de la littérature est d'étudier les causes de l'apparition des harmoniques sur les courants du côté AC et l'ondulation de la tension du côté DC lors du déséquilibre du réseau auquel l'unité DG est raccordée. Pour ce faire, d'abord la qualité de l'onde dans un système triphasé et puis dans une unité DG est étudiée. L'analyse de puissance présentée au chapitre 3, fournit une analyse approfondie et compréhensive de la qualité de l'onde. Cette analyse détaillée aborde, en premier lieu, un système triphasé dont les tensions sont déséquilibrées. Ensuite, les raisons d'apparitions des ondulations de puissance instantanée sont bien discutées. Cette analyse est en fait appliquée à un convertisseur de puissance afin de vérifier les conditions d'élimination des harmoniques. D'autre part, une partie de cette analyse traite du choix de référence lorsque qu'il s'agit de normaliser les signaux de commande. Une étude mathématique suivie d'une simulation démontre l'importance de ce choix aux fins d'éliminer des harmoniques. Il est à noter qu'au chapitre 3, chaque cas d'étude est suivie d'une analyse spectrale effectuée par FFT dont le but principal est de bien visualiser les résultats des simulations afin de mieux comprendre le niveau d'émission d'harmoniques par l'unité DG.

Une analyse détaillée fait la preuve qu'un système de commande mal conçu pourrait contribuer à détériorer la qualité de l'onde. En fait, le contrôle de l'unité DG en boucle ouverte a bien démontré que malgré des ondulations de la tension DC aux bornes du condensateur, les courants du côté AC sont sans harmonique. Le but des analyses et des cas d'étude au chapitre 3 est de bien déterminer les conditions auxquelles le contrôleur doit satisfaire dans l'objectif d'éliminer des harmoniques.

Dans la littérature, plusieurs méthodes ont été proposées afin d'éliminer les harmoniques du côté AC comme calculer une valeur du condensateur DC pour laquelle les ondulations de la tension du côté DC sont réduites et donc les courants ont moins d'harmoniques. Les limites de cette méthode sont discutées au chapitre 2. D'autre part, l'une des méthodes proposées dans la littérature est de concevoir un système de commande qui diminue de façon considérable les harmoniques apparaissant sur le côté AC. Cette approche est même critiquée parfois car le système de commande, lui-même, pourrait injecter des harmoniques au réseau, s'il est mal conçu. Dans ce mémoire, un contrôleur est conçu et validé par des simulations pour vérifier la performance du système de commande. En

effet, le contrôleur est bien capable de diminuer les harmoniques des courants AC. En conséquence, le THD diminue et l'importance d'une bonne conception du système de commande se révèle.

5.1 Améliorations futures

Le système de commande proposé dans ce mémoire est en fait conçu à partir d'un modèle linéarisé. Cependant les équations (3.47) présentées au chapitre 3 sont de nature non-linéaire. Donc, ces équations non-linéaires rendent la conception du système de commande assez laborieuse. En réalité, le comportement du modèle non-linéaire n'est pas exactement comme celui du modèle linéarisé, ce qui pourrait rendre le système non stable. D'autre part, en utilisant un système de commande conventionnel, les harmoniques s'atténuent mais ne disparaissent pas complètement. En 3.5, une analyse détaillée de la puissance instantanée démontre les conditions nécessaires pour éliminer définitivement les harmoniques parus sur les courants AC du convertisseur VSC. La conception d'un tel système de commande qui soit capable de satisfaire à ces exigences est un problème de commande non-linéaire. Ce système non-linéaire révèle un problème qui rend un contrôleur conventionnel non robuste. Pour les travaux futurs, il faut concevoir un système de commande qui soit en mesure de satisfaire aux exigences discutées en 3.5. Toutefois, les méthodes non-linéaires dans la littérature ont de la difficulté à modéliser ce système.

RÉFÉRENCES

- [1] A. M. A. Acuzar, I. P. E. Arguelles, J. C. S. Elisan, J. K. D. Gobenciong, A. M. Soriano, and J. M. B. Rocamora, "Effects of weather and climate on renewable energy resources in a distributed generation system simulated in visayas, philippines," in *2017IEEE 9th International Conference on Humanoid, Nanotechnology, Information Technology, Communication and Control, Environment and Management (HNICEM)*, pp. 1–6, Dec 2017.
- [2] L. E. R. Luya, P. C. Gan, and M. A. A. Pedrasa, "Simulation platform for supply deficient microgrids," in *2016 IEEE Innovative Smart Grid Technologies - Asia (ISGT-Asia)*, pp. 1171–1176, Nov 2016.
- [3] "IEEE recommended practice for monitoring electric power quality," *IEEE Std 1159-2009 (Revision of IEEE Std 1159-1995)*, pp. c1–81, June 2009.
- [4] Hydro-Quebec, "Exigences relatives au raccordement de la production décentralisée utilisant des onduleurs de faible puissance au réseau de distribution basse tension d'hydro-québec," Standard E.12-07, Hydro-Quebec, Quebec, Canada, August 2005.
- [5] C. F. Nascimento, E. H. Watanabe, A. B. Dietrich, R. F. S. Dias, and O. Diene, "Non-characteristic harmonics and dc side capacitor calculation in vsc connected to a distribution system with unbalanced voltage," in *2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, pp. 349–354, June 2015.
- [6] C. F. Nascimento, E. H. Watanabe, O. Diene, A. B. Dietrich, A. Goedel, J. J. C. Gyselinck, and R. F. S. Dias, "Analysis of noncharacteristic harmonics generated by voltage-source converters operating under unbalanced voltage," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 32, pp. 951–961, April 2017.
- [7] A. Yazdani and R. Iravani, "A unified dynamic model and control for the voltage-sourced converter under unbalanced grid conditions," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 21, pp. 1620–1629, July 2006.
- [8] "Ieee recommended practice for electric power distribution for industrial plants," *IEEE Std 141-1993*, pp. 1–768, April 1994.
- [9] "Ieee recommended practice and requirements for harmonic control in electric power systems - redline," *IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992) - Redline*, pp. 1–213, June 2014.
- [10] R. Yan and T. K. Saha, "Investigation of voltage imbalance due to distribution network unbalanced line configurations and load levels," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 28, pp. 1829–1838, May 2013.
- [11] A. von Jouanne and B. Banerjee, "Assessment of voltage unbalance," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 16, pp. 782–790, Oct 2001.

- [12] C. Ren, X. Han, L. Wang, Y. Yang, W. Qin, and P. Wang, "High-performance three-phase pwm converter with a reduced dc-link capacitor under unbalanced ac voltage conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 65, pp. 1041–1050, Feb 2018.
- [13] H. Wang, P. Davari, D. Kumar, F. Zare, and F. Blaabjerg, "The impact of grid unbalances on the reliability of dc-link capacitors in a motor drive," in *2017 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 4345–4350, Oct 2017.
- [14] K. Lee, T. M. Jahns, G. Venkataramanan, and W. E. Berkopec, "Dc-bus electrolytic capacitor stress in adjustable-speed drives under input voltage unbalance and sag conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 43, pp. 495–504, March 2007.
- [15] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, G. B. Gharehpetian, and H. A. Talebi, "Decentralized sliding mode control of wg/pv/fc microgrids under unbalanced and nonlinear load conditions for on-and off-grid modes," *IEEE Systems Journal*, vol. PP, no. 99, pp. 1–12, 2017.
- [16] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, G. B. Gharehpetian, and H. A. Talebi, "Fuzzy unscented transform for uncertainty quantification of correlated wind/pv microgrids : possibilistic ;probabilistic power flow based on rbfns," *IET Renewable Power Generation*, vol. 11, no. 6, pp. 867–877, 2017.
- [17] H. R. Baghaee, M. Mirsalim, G. B. Gharehpetan, and H. A. Talebi, "Nonlinear load sharing and voltage compensation of microgrids based on harmonic power-flow calculations using radial basis function neural networks," *IEEE Systems Journal*, vol. PP, no. 99, pp. 1–11, 2017.
- [18] P. N. Enjeti and S. A. Choudhury, "A new control strategy to improve the performance of a PWM ac to dc converter under unbalanced operating conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 8, pp. 493–500, Oct 1993.
- [19] P. N. Enjeti, P. D. Ziogas, and M. Ehsani, "Unbalanced pwm converter analysis and corrective measures," in *Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, pp. 861–870 vol.1, Oct 1989.
- [20] S. Sahoo, S. Prakash, and S. Mishra, "Power quality improvement of grid connected dc microgrids using repetitive learning based pll under abnormal grid conditions," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. PP, no. 99, pp. 1–1, 2017.
- [21] C. Xie, M. Zhang, G. Li, and Q. Ye, "Design of pll based on fpga under unbalanced conditions," in *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pp. 315–320, June 2016.
- [22] H. Karimi, A. Yazdani, and R. Iravani, "Negative-sequence current injection for fast islanding detection of a distributed resource unit," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, pp. 298–307, Jan 2008.
- [23] N. C and K. M. Sharma, "Harmonic current compensation improvement at point of common coupling using hybrid natural green sources," in *2017 Third International Conference*

- on *Advances in Electrical, Electronics, Information, Communication and Bio-Informatics (AEEICB)*, pp. 406–410, Feb 2017.
- [24] P. W. Lehn, “Direct harmonic analysis of the voltage source converter,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, pp. 1034–1042, July 2003.
 - [25] G. Mahesh, R. Ganesan, and S. K. Das, “Effects of power harmonics and its control techniques,” in *Proceedings of the International Conference on Electromagnetic Interference and Compatibility*, pp. 400–405, Dec 1999.
 - [26] K. Wannous and P. Toman, “The effects of harmonics on overcurrent relays,” in *2016 17th International Scientific Conference on Electric Power Engineering (EPE)*, pp. 1–6, May 2016.
 - [27] S. Acharya, R. Ghosh, and T. Halder, “An adverse effect of the harmonics for the power quality issues,” in *2016 International Conference on Computational Techniques in Information and Communication Technologies (ICCTICT)*, pp. 569–574, March 2016.
 - [28] K. D. Patil and W. Z. Gandhare, “Effects of harmonics in distribution systems on temperature rise and life of xlpe power cables,” in *2011 International Conference on Power and Energy Systems*, pp. 1–6, Dec 2011.
 - [29] M. S. Vafakhah, M. Khademi, A. D. Ramezani, and M. Ghayeni, “Study of harmonics effects generated by a wind park on network losses,” in *2014 14th International Conference on Environment and Electrical Engineering*, pp. 222–225, May 2014.
 - [30] D. D. Santis and M. Chen, “Design of active low pass filters to reduce harmonic current emission,” in *IECON 2017 - 43rd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, pp. 1059–1065, Oct 2017.
 - [31] R. Abu-Hashim, R. Burch, G. Chang, M. Grady, E. Gunther, M. Halpin, C. Harziadonin, Y. Liu, M. Marz, T. Ortmeyer, V. Rajagopalan, S. Ranade, P. Ribeiro, T. Sim, and W. Xu, “Test systems for harmonics modeling and simulation,” *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 14, pp. 579–587, Apr 1999.
 - [32] P. Rodriguez, A. V. Timbus, R. Teodorescu, M. Liserre, and F. Blaabjerg, “Flexible active power control of distributed power generation systems during grid faults,” *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 54, pp. 2583–2592, Oct 2007.
 - [33] L. Moran, P. D. Ziogas, and G. Joos, “Design aspects of synchronous pwm rectifier-inverter systems under unbalanced input voltage conditions,” *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 28, pp. 1286–1293, Nov 1992.
 - [34] J. Eloy-Garcia, S. Arnaltes, and J. L. Rodriguez-Amenedo, “Direct power control of voltage source inverters with unbalanced grid voltages,” *IET Power Electronics*, vol. 1, pp. 395–407, September 2008.
 - [35] C. A. C. Cavaliere, E. H. Watanabe, and M. Aredes, “Multi-pulse statcom operation under unbalanced voltages,” in *2002 IEEE Power Engineering Society Winter Meeting. Conference Proceedings (Cat. No.02CH37309)*, vol. 1, pp. 567–572 vol.1, 2002.

- [36] S. Mori, K. Matsuno, T. Hasegawa, S. Ohnishi, M. Takeda, M. Seto, S. Murakami, and F. Ishiguro, "Development of a large static var generator using self-commutated inverters for improving power system stability," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 8, pp. 371–377, Feb 1993.
- [37] H.-S. Song and K. Nam, "Dual current control scheme for pwm converter under unbalanced input voltage conditions," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 46, pp. 953–959, Oct 1999.
- [38] P. Dash, M. Mangaraj, and T. Penthia, "Mid-point capacitor type vsc based dstatcom with a supercapacitor for power quality improvement under unbalanced loading condition," in *2016 IEEE Students' Conference on Electrical, Electronics and Computer Science (SCEECS)*, pp. 1–6, March 2016.
- [39] H. Akagi, E. H. Watanabe, and M. Aredes, *The Instantaneous Power Theory*, pp. 400–. Wiley-IEEE Press, 2007.
- [40] H. Wang and F. Blaabjerg, "Reliability of capacitors for dc-link applications in power electronic converters; an overview," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, pp. 3569–3578, Sept 2014.
- [41] L. Hu and R. Yacamini, "Calculation of harmonic interference in hvdc systems with unbalance," in *International Conference on AC and DC Power Transmission*, pp. 390–394, Sep 1991.
- [42] G. C. Paap, "Symmetrical components in the time domain and their application to power network calculations," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 15, pp. 522–528, May 2000.
- [43] F. Nejabatkhah, Y. W. Li, and B. Wu, "Control strategies of three-phase distributed generation inverters for grid unbalanced voltage compensation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 31, pp. 5228–5241, July 2016.
- [44] L. Xiao, S. Huang, and K. Lu, "Dc-bus voltage control of grid-connected voltage source converter by using space vector modulated direct power control under unbalanced network conditions," *IET Power Electronics*, vol. 6, pp. 925–934, May 2013.
- [45] F. Barrero, S. Martinez, F. Yeves, F. Mur, and P. M. Martinez, "Universal and reconfigurable to ups active power filter for line conditioning," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 18, pp. 283–290, Jan 2003.
- [46] D. Graovac, V. Katic, and A. Rufer, "Power quality problems compensation with universal power quality conditioning system," *IEEE Transactions on Power Delivery*, vol. 22, pp. 968–976, April 2007.
- [47] S. George and V. Agarwal, "A dsp based optimal algorithm for shunt active filter under non-sinusoidal supply and unbalanced load conditions," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 22, pp. 593–601, March 2007.

- [48] B. Singh and J. Solanki, "An implementation of an adaptive control algorithm for a three-phase shunt active filter," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, pp. 2811–2820, Aug 2009.
- [49] F. Wang, J. L. Duarte, and M. A. M. Hendrix, "Grid-interfacing converter systems with enhanced voltage quality for microgrid application : Concept and implementation," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 26, pp. 3501–3513, Dec 2011.
- [50] M. Castilla, J. Miret, A. Camacho, J. Matas, and L. G. de Vicuña, "Voltage support control strategies for static synchronous compensators under unbalanced voltage sags," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 61, pp. 808–820, Feb 2014.
- [51] J. M. Guerrero, P. C. Loh, T. L. Lee, and M. Chandorkar, "Advanced control architectures for intelligent microgrids—part ii : Power quality, energy storage, and ac/dc microgrids," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1263–1270, April 2013.
- [52] T. L. Lee, S. H. Hu, and Y. H. Chan, "D-statcom with positive-sequence admittance and negative-sequence conductance to mitigate voltage fluctuations in high-level penetration of distributed-generation systems," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 60, pp. 1417–1428, April 2013.
- [53] Q. C. Zhong, W. L. Ming, X. Cao, and M. Krstic, "Control of ripple eliminators to improve the power quality of dc systems and reduce the usage of electrolytic capacitors," *IEEE Access*, vol. 4, pp. 2177–2187, 2016.
- [54] C. L. Fortescue, "Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks," *AIEE Trans.*, vol. 37, pp. 1027–1140, 1918.
- [55] M. Karimi-Ghartemani and H. Karimi, "Processing of symmetrical components in time-domain," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, pp. 572–579, May 2007.
- [56] M. Karimi-Ghartemani and H. Karimi, "Processing of symmetrical components in time-domain," *IEEE Transactions on Power Systems*, vol. 22, pp. 572–579, 2007.

ANNEXE A Les relations trigonométriques

$$\sin(a + b) = \sin a \cos b + \cos a \sin b$$

$$\sin(a - b) = \sin a \cos b - \cos a \sin b$$

$$\cos(a + b) = \cos a \cos b - \sin a \sin b$$

$$\cos(a - b) = \cos a \cos b + \sin a \sin b$$

$$\sin 2a = 2 \sin a \cos a$$

$$\cos 2a = \cos^2 a - \sin^2 a$$

$$\sin a \sin b = \frac{1}{2} [\cos(a - b) - \cos(a + b)]$$

$$\cos a \cos b = \frac{1}{2} [\cos(a - b) + \cos(a + b)]$$

$$\sin a \cos b = \frac{1}{2} [\sin(a + b) + \sin(a - b)]$$

$$\sin a + \sin b = 2 \sin\left(\frac{a + b}{2}\right) \cos\left(\frac{a - b}{2}\right)$$

$$\sin a - \sin b = 2 \cos\left(\frac{a + b}{2}\right) \sin\left(\frac{a - b}{2}\right)$$

$$\cos a + \cos b = 2 \cos\left(\frac{a + b}{2}\right) \cos\left(\frac{a - b}{2}\right)$$

$$\cos a - \cos b = -2 \sin\left(\frac{a + b}{2}\right) \sin\left(\frac{a - b}{2}\right)$$

$$e^{ix} = \cos x + i \sin x$$

$$e^{-ix} = \cos x - i \sin x$$